

Helsinki 15.11.2000

#3
7/3/01
82

jc813 U.S. PTO
09/13/2000
12/08/00

ETUOIKEUSTODISTUS
PRIORITY DOCUMENT



Hakija
Applicant

Nokia Mobile Phones Ltd
Espoo

Patenttihakemus nro
Patent application no

19992653

Tekemispäivä
Filing date

09.12.1999

Kansainvälinen luokka
International class

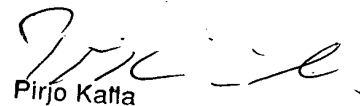
H04B

Keksinnön nimitys
Title of invention

"Menetelmä vastaanottimen tahdistamiseksi ja vastaanotin"

Täten todistetaan, että oheiset asiakirjat ovat tarkkoja jäljennöksiä patentti- ja rekisterihallitukselle alkuaan annetuista selityksestä, patenttivaatimuksista, tiivistelmästä ja piirustuksista.

This is to certify that the annexed documents are true copies of the description, claims, abstract and drawings originally filed with the Finnish Patent Office.


Pirjo Katta
Tutkimussihteeri

Maksu 300,- mk
Fee 300,- FIM

Osoite: Arkadiankatu 6 A Puhelin: 09 6939 500 Telefax: 09 6939 5328
P.O.Box 1160 Telephone: + 358 9 6939 500 Telefax: + 358 9 6939 5328
FIN-00101 Helsinki, FINLAND

L1

1

Menetelmä vastaanottimen tahdistamiseksi ja vastaanotin

5 Nyt esillä oleva keksintö kohdistuu oheisen patenttivaatimuksen 1 johdanto-osan mukaiseen menetelmään vastaanottimen tahdistamiseksi, oheisen patenttivaatimuksen 17 johdanto-osan mukaiseen vastaanottoimeen sekä oheisen patenttivaatimuksen 32 johdanto-osan mukaiseen elektroniikkalaitteeseen.

10 Eräs tunnettu paikannusjärjestelmä on GPS-järjestelmä (Global Positioning System), joka käsittää yli 30 satelliittia, joista samanaikaisesti vastaanottimen näkyvissä on maksimissaan 12. Nämä satelliitit lähettävät mm. satelliitin ratatietoa (Ephemeris data) sekä tietoa satelliitin kellonajasta. Sijainnin määrittämisessä käytettävä vastaanotin pääättelee sijaintinsa normaalisti siten, että vastaanottimessa lasketaan

15 useammasta paikannusjärjestelmään kuuluvasta satelliitista samanaikaisesti lähetettävän signaalin kulku aika vastaanottoimeen. Sijainnin määrittämiseksi on vastaanottimen vastaanotettava tyypillisesti vähintään neljän näkyvissä olevan satelliitin signaali, jotta sijainti voidaan laskea.

20

Jokainen GPS-järjestelmän toimiva satelliitti lähettää ns. L1-signaalia 1575,42 MHz:n kantoaaltotaajuudella. Tätä taajuutta merkitään myös $154f_0$, missä $f_0=10,23$ MHz. Lisäksi satelliitit lähettävät L2-signaalia 1227,6 MHz:n kantoaaltotaajuudella, eli $120f_0$. Satelliitissa suoritetaan

25 näiden signaalien modulointi ainakin yhdellä valesatunnaissekvenssillä. Kullakin satelliitilla tämä valesatunnaissekvenssi on erilainen. Moduloinnin tuloksena muodostuu koodimoduloitu laajakaistasignaali. Käytetty modulointitekniikka mahdollistaa sen, että vastaanottimessa pystytään erottamaan eri satelliittien lähettämät signaalit, vaikka

30 lähetyksessä käytettävät kantoaaltotaajuudet ovat olennaisesti samat. Tästä modulointitekniikasta käytetään nimitystä koodijakomonikäyttötekniikka (CDMA, Code Division Multiple Access). Kussakin satelliitissa L1-signaalin moduloinnissa käytetään valesatunnaissekvenssinä mm. ns. C/A-koodia (Coarse/Acquisition code), jona käytetään Gold-koodia. Jokainen GPS-satelliitti lähettää

35 signaalia käyttämällä yksilöllistä C/A-koodia. Koodit muodostetaan kahden 1023-bittisen binäärisekvenssin modulo-2 summana. Ensimmäinen binäärisekvenssi G1 on muodostettu polynomilla

$X^{10}+X^3+1$ ja toinen binäärisekvenssi G2 on muodostettu viivästämällä polynomia $X^{10}+X^9+X^8+X^6+X^3+X^2+1$ siten, että kullakin satelliitilla viive on erilainen. Tämä järjestely mahdollistaa sen, että eri C/A-koodit voidaan muodostaa samanlaisella koodigeneraattorilla. C/A-koodit ovat
5 siis binäärikoodeja, joiden kellotusnopeus (Chipping rate) GPS-järjestelmässä on 1,023 MHz. C/A-koodi käsittää 1023 alibittiä (Chip), jolloin koodin toisto aika on 1 ms. L1-signaalin kantoaaltoa moduloidaan vielä navigointi-informaatiolla 50 bit/s bittinopeudella. Navigointi-informaatio käsittää tietoa satelliitin "terveydentilasta" (health), radasta,
10 aikatieta jne.

Satelliitit tarkkailevat laitteistonsa kuntoa toimintansa aikana. Satelliitit voivat käyttää esim. ns. vahtikoiratoimintoja joidenkin laitteistoon mahdollisesti tulleiden vikojen havaitsemiseen ja ilmoittamiseen.
15 Virheet ja toimintahäiriöt voivat olla hetkellisiä tai pidempiaikaisia. Terveystilatiетоjen perusteella voidaan mahdollisesti osa virheistä kompensoida tai jättää vikantuneen satelliitin lähettämä informaatio kokonaan huomioimatta. Lisäksi tilanteessa, jossa useamman kuin neljän satelliitin signaali on vastaanotettavissa, voidaan
20 terveystilatiетоjen perusteella painottaa eri satelliiteista vastaanotettua informaatiota eri tavalla. Tällöin epäluotettavalta vaikuttavien satelliittien mahdollisesti aiheuttamia virheitä mittauksiin voidaan minimoida.

25 Satelliittien signaalien havaitsemiseksi ja satelliittien tunnistamiseksi on vastaanottimen suoritettava tahdistus, jossa vastaanotin etsii kulloinkin kunkin satelliitin signaalin ja pyrkii tahdistumaan tähän signaaliin, jotta signaalin mukana lähetettävä data voidaan vastaanottaa ja demoduloida.

30 Tunnetun tekniikan mukaisissa vastaanottimissa tähän tahdistukseen kuluva aika riippuu mm. vastaanotetun signaalin voimakkuudesta. Tyypillisesti, mitä heikompi vastaanotettava signaali on, sitä pidempään täytyy integroida jokaisessa etsintävaruuden (korrelaatio/taajuus)
35 alkiossa mahdollisen signaalin havaitsemiseksi. Tyypillisesti ulkokäyttöön suunnitelluissa tunnetun tekniikan mukaisissa GPS-vastaanottimissa satelliittien signaaliin tahdistuminen vie muutamia kymmeniä sekunteja tai muutamia minuutteja, mikäli vastaanotettavan

- signaalin voimakkuus on suhteellisen suuri, luokkaa -120 – -130 dBm. Kuitenkin tilanteessa, jossa paikannus suoritettaisiin sisätiloissa tai sellaisessa paikassa, jossa vastaanotettava signaali vaimenee esimerkiksi rakennusten tai muiden maastoesteiden vaikutuksesta, tahdistusaika kasvaa huomattavasti. Sisätiloissa tyypillinen signaalivoimakkuus on n. -150 dBm, jolloin tahdistusprosessiin kuluva aika sekventiaalisella haulla olisi tunteja. Tämä aika on selvästi liian pitkä järkevän paikannuksen suorittamiseksi. Kuvassa 2a on esitetty esimerkinomaisesti erästä satelliitista lähetettävää CDMA- signaalia ja vastaavasti kuvassa 2b on esimerkinomaisesti esitetty tätä lähetettyä signaalia sen saapuessa vastaanottimeen. Vastaanotettava signaali on siirtotiellä vaimentunut huomattavasti ja siihen on summutunut kohinaa.
- 15 Sijainninmääritysvastaanottimen on suoritettava tahdistus mm. silloin, kun vastaanotin kytketään päälle ja myös tilanteessa, jossa vastaanotin ei ole pitkään aikaan pystynyt vastaanottamaan minkään satelliitin signaalia. Mm. kannettavissa laitteissa tällainen tilanne voi syntyä helposti, koska laite liikkuu ja laitteen antenni ei aina ole optimaalisessa asennossa satelliitteihin nähden, mikä heikentää vastaanottimeen tulevan signaalin voimakkuutta. Myös kaupunkialueilla rakennukset vaikuttavat vastaanotettavaan signaaliin ja lisäksi voi syntyä ns. monitie-etenemistä, jossa lähetetty signaali saapuu vastaanottimeen eri kulkureittejä, esim. suoraan satelliitista (line-of-sight) ja lisäksi rakennuksista heijastuneena. Tämä monitie-eteneminen aiheuttaa sen, että sama signaali vastaanotetaan useina eri vaihteina signaaleina.

Sijainninmääritysjärjestelylle on kaksi pääasiallista tehtävää:

- 30 1. vastaanottimen pseudo-etäisyyden laskenta eri GPS-satelliitteihin, ja
2. vastaanottimen sijainnin määrittäminen, jossa käytetään laskettuja pseudo-etäisyyksiä sekä satelliittien sijaintitietoa. Satelliittien kulloinkin sijaintitieto voidaan laskea satelliiteista vastaanotettujen ephemeris- ja aikakorjaustietojen perusteella.

Etäisyyksiä satelliitteihin nimitetään pseudo-etäisyyksiksi, koska aika ei vastaanottimessa ole tarkasti tiedossa. Tällöin sijainnin ja ajan määrittystä toistetaan, kunnes on saavutettu riittävä tarkkuus ajan ja sijainnin suhteen. Koska aikaa ei tiedetä absoluuttisen tarkasti, on
5 paikka ja aika selvitettävä linearisoimalla yhtälöryhmä jokaista uutta iteraatiota varten.

Pseudo-etäisyyden laskenta voidaan suorittaa mittaamalla eri satelliittien signaalien keskinäiset, näennäiset kulkuviiveet. Sen jälkeen,
10 kun vastaanotin on tahdistunut vastaanotettuun signaaliin, suoritetaan signaalissa lähetetyn informaation selvittäminen.

Lähes kaikki tunnetut GPS-vastaanottimet käyttävät korrelaatiomenetelmiä etäisyyksien laskentaan. Sijainninmäärittämissä vastaanottimissa on
15 tallennettu tai generoidaan paikallisesti eri satelliittien valesatunnaissekvenssit. Vastaanotetulle signaalille suoritetaan muunto välitaajuudelle (Down Conversion), minkä jälkeen vastaanotin suorittaa vastaanotetun signaalin kertomisen tallennetulla valesatunnaissekvenssillä. Kertolaskun tuloksena muodostunut signaali
20 integroidaan tai alipäästösuodatetaan, jolloin tuloksena saadaan tieto siitä, onko vastaanotetussa signaalissa ollut jonkin satelliitin lähettämä signaali. Vastaanottimessa suoritettava kertolasku toistetaan siten, että kullakin kerralla siirretään vastaanottimeen tallennetun valesatunnaissekvenssin vaihetta. Oikea vaihe päätellään korrelaatiotuloksesta edullisesti siten, että korrelaatiotuloksen ollessa suurin, on oi-
25 kea vaihe löytynyt. Tällöin vastaanotin on oikein tahdistunut vastaanotettuun signaaliin.

Sen jälkeen, kun koodiin tahdistuminen on suoritettu, suoritetaan vielä
30 taajuuden hienosäätö ja vaihelukitus. Tämä korrelaatiotulos ilmaisee myös GPS-signaalissa lähetetyn informaation, eli kyseessä on demoduloitu signaali.

Edellä mainittu tahdistus ja taajuudensäätöprosessi on toistettava kul-
35 lekin sellaisen satelliitin signaalille, jota vastaanottimessa vastaanotetaan. Tähän prosessiin kuluu siis runsaasti aikaa erityisesti tilanteessa, jossa vastaanotettavat signaalit ovat heikkoja. Tämän prosessin nopeuttamiseksi käytetään joissakin tunnetun tekniikan mukaisissa vas-

taanottimissa useampia korrelaattoreita, jolloin samanaikaisesti voidaan etsiä useampia korrelaatiohuippuja. Pelkästään korrelaattoreiden lukumäärää kasvattamalla ei käytännön sovelluksissa tahdistus- ja taajuudensäätöprosessia voida nopeuttaa kovinkaan paljon, koska
5 korrelaattoreiden lukumäärää ei voi kasvattaa rajattomasti.

Joissakin tunnetun tekniikan mukaisissa GPS-vastaanottimissa on käytetty FFT-tekniikkaa vastaanotetun GPS-signaalin Doppler-siirtymän määrittämiseksi tavallisten korrelaattoreiden yhteydessä. Näissä
10 vastaanottimissa käytetään korrelointia vastaanotetun signaalin kaistanleveyden kaventamiseksi 10 kHz–30 kHz:iin. Tämä kapeakaistainen signaali analysoidaan FFT-algoritmeilla kantoaaltotaajuuden määrittämiseksi.

15 Kansainvälisessä patenttihakemuksessa WO 97/14057 on esitetty GPS-vastaanotin ja menetelmä GPS-signaalien käsittelyä. Tässä julkaisussa esitetty vastaanotin käsittää pääasiassa kaksi erillistä vastaanotinta, joista ensimmäinen vastaanotin on tarkoitettu käytettäväksi tilanteessa, jossa vastaanotetun signaalin voimakkuus on riittävän suuri
20 ja toista vastaanotinta on tarkoitettu käytettäväksi tilanteessa, jossa vastaanotetun signaalin voimakkuus ei riitä riittävän tarkkaan sijainnin määrittämiseen käytettäessä ensimmäistä vastaanotinta. Tässä toisessa vastaanottimessa suoritetaan vastaanotetun signaalin digitointi ja tallennus muistivälineisiin, jolloin myöhemmin näitä tallennettuja signaaleita
25 käsitellään digitaalisessa signaalinkäsittely-yksikössä. Digitaalinen signaalinkäsittely-yksikkö suorittaa konvoluutio-operaatioita vastaanotetulle digitoidulle signaalille. Näiden konvoluutio-operaatioiden tavoitteena on pseudo-etäisyyksien laskenta. Muistivälineisiin tallennetaan tyypillisesti sadasta tuhanteen koodijaksoa (PM Frames), mikä vastaa
30 100 ms–1 s mittaista signaalia. Tämän jälkeen tutkittavan satelliitin koodia vastaava tallennettu koodi noudetaan vastaanottimen muistista käytettäväksi vastaanotetun signaalin analysointiin.

Vastaanottimessa poistetaan myös Doppler-siirtymä. Tämän Doppler-siirtymän määrä on selvitetty joko ensimmäisellä vastaanottimella tai
35 GPS-järjestelmään kuuluvasta tukiasemasta vastaanotetun tiedon perusteella. Tämän jälkeen suoritetaan peräkkäisten kehysten koherentti summaus. Tälle summauksen tuloksena saadulle datajoukolle suorite-

taan nopea Fourier-muunnos. Fourier-muunnostulokselle suoritetaan kertolasku, jossa toisena kertojana käytetään muistivälineisiin tallennettua referenssisignaalin Fourier-muunnoksen kompleksikonjugaattia. Tälle kertolaskun tulokselle suoritetaan edelleen käänteinen Fourier-muunnos, jolloin saadaan joukko korrelaatiotuloksia. Tässä julkaisussa on siis korrelaatio korvattu Fourier-muunnoksella, jolloin laskutoimitusten määrää on saatu pienennettyä. Julkaisun mukaan menetelmä nopeuttaa 10-100 -kertaisesti sijainninmäärittystä verrattuna mainitun julkaisun hakemishetkellä tunnettuihin ratkaisuihin.

10

Nyt esillä olevan keksinnön eräänä tarkoituksena on aikaansaada vastaanotin, jossa tahdistus lähetettyyn signaaliin voidaan suorittaa merkittävässä määrin nopeammin kuin tunnetun tekniikan mukaisissa vastaanottimissa myös heikoilla signaaleilla. Keksintö soveltuu erityisesti sijainninmäärittäsvastaanottimissa käytettäväksi, mutta myös muissa vastaanottimissa, edullisesti CDMA-vastaanottimissa, joissa vastaanotimen on tahdistuttava hajaspektrisygnaleihin. Keksintö perustuu siihen ajatukseen, että hyödynnetään konvoluution ja aika-taajuusmuunnoksen, kuten nopean Fourier-muunnoksen, taajuusanalyysiominaisuuksia tehokkaammin, jolloin samanaikaisesti voidaan tutkia suurempi joukko informaatiota kuin tunnetun tekniikan mukaisissa Fourier-muunnosta käyttävissä ratkaisuissa. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle menetelmälle on tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 1 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle vastaanottimelle on tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 17 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle elektroniikkalaitteelle on vielä tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 32 tunnusmerkkiosassa.

30

Nyt esillä olevalla keksinnöllä saavutetaan merkittäviä etuja tunnetun tekniikan mukaisiin menetelmiin ja vastaanottimiin verrattuna. Keksinnön mukaisella menetelmällä voidaan erityisesti sijainninmäärittäsvastaanottimissa nopeuttaa vastaanotimen tahdistusta vastaanotettavaan signaaliin. Tällöin sijainnin määrittäminen voidaan suorittaa huomattavasti nopeammin myös tilanteissa, joissa vastaanotettava signaali on heikko, esimerkiksi sisätiloissa tai kaupunkialueilla, joissa signaalin etenemis- tiellä on signaalia merkittävästi vaimentavia esteitä. Keksinnön mukai-

35

sella menetelmällä voidaan saavuttaa merkittävä parannus tahdistusnopeuteen verrattuna tunnetun tekniikan mukaisiin menetelmiin. Keksinnön mukainen vastaanotin voidaan toteuttaa suhteellisen pienellä komponenttimäärällä sekä kokonaisenergiankulutus voidaan pitää kohtuullisena, jolloin keksintö soveltuu erityisen hyvin käytettäväksi kannettavissa laitteissa. Tällöin sijainninmääritysvastaanotin voidaan toteuttaa myös langattoman viestimen yhteyteen.

10 Nyt esillä olevaa keksintöä selostetaan seuraavassa tarkemmin viitaten samalla oheisiin piirustuksiin, joissa

kuva 1 esittää pelkistettynä lohkokaaavana vastaanotinta, jossa keksinnön mukaista menetelmää voidaan soveltaa,

15

kuva 2a esittää yksinkertaistettuna satelliitista lähetettävää signaalia,

kuva 2b esittää esimerkkiä kuvan 2a yksinkertaistetusta signaalista vastaanottimessa,

20

kuva 3 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän korrelointivaihetta pelkistettynä kaaviona,

25

kuva 4 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän analyysivaihetta pelkistettynä kaaviona,

30

kuva 5 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän summausvaihetta pelkistetyksi,

kuva 6 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän päättelyvaihetta pelkistetyksi,

35

kuva 7 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaista elektroniikkalaitetta pelkistettyä lohkokaaavana, ja

kuva 8 esittää erästä tunnetun tekniikan mukaista korrelaattoria, jota voidaan käyttää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän yhteydessä.

- 5 Kuvan 1 vastaanottimessa 1 vastaanotettava signaali muunnetaan sopivimmin välitaajuudelle muunninlohkossa 2. Tässä vaiheessa signaali käsittää sinänsä tunnetusti kaksi komponenttia: I- ja Q-komponentit, joiden välillä on 90° vaihe-ero. Nämä välitaajuudelle muunnetut analogiset signaalikomponentit digitoidaan digitointilohkossa 3 ja johdetaan
- 10 kertojalohkoon 4. Kertojalohkossa 4 digitoidun signaalin I- ja Q-komponentit kerrotaan numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 (NCO, Numerically Controlled Oscillator) muodostamalla signaalilla. Tämä numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 signaali on tarkoitettu korjaamaan Doppler-siirtymästä ja vastaanottimen 1 paikallisoskillaattorin (ei esitetty) taajuusvirheestä johtuva taajuuspoikkeama. Tätä numeerisesti ohjattua oskillaattoria 5 käytetään myös keksinnön mukaisen menetelmän yhteydessä, kuten myöhemmin tässä selityksessä esitetään. Kertojalohkon 4 muodostama signaali johdetaan tahdistuslohkoon 6, jossa keksinnön mukaista menetelmää sovelletaan. Tämä tahdistuslohko 6 pyrkii siis
- 15 löytämään satelliitin koodivaiheen ja taajuuspoikkeaman käytettäväksi tahdistuksen jälkeisissä toiminnoissa. Myös tätä kuvataan jäljempänä tässä selityksessä. Ohjauslohkolla 7 ohjataan tahdistuksen aikana skannauslohkoa 8, jonka avulla numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 taajuutta säädetään tarvittaessa. Ohjauslohko 7 ohjaa ensimmäistä
- 20 kytkintä 9 kytkemään joko tämän skannauslohkon 8 muodostaman signaalin tahdistuksen aikana numeerisesti ohjatulle oskillaattorille 5 tai koodin selvityslohkon 11 muodostaman ohjaussignaalin numeerisesti ohjatulle oskillaattorille 5 sen jälkeen, kun tahdistus on saavutettu. Toisella kytkimellä 10 ohjataan tätä seurantalohkon 11 toimintaa. Tämä
- 25 seurantalohko 11 muodostaa osan sinänsä tunnetusta koodivaihelukitusta silmukasta ja kantoaaltovaihelukitusta silmukasta (ei esitetty).

- 35 Käyttöjännitteiden kytkemisen jälkeen tai tilanteessa, jossa vastaanotin 1 ei ole pystynyt vastaanottamaan GPS-satelliittien signaalia pitkään aikaan, suoritetaan vastaanottimessa 1 kaksidimensioiden etsintävaihe kullekin satelliitille, joiden signaalia vastaanotetaan. Tässä kaksidimensioisessa etsintävaiheessa tarkoituksena on selvittää kunkin

satelliitin kantoaaltotaajuus sekä koodivaihe. Tähän kantoaaltotaajuuteen vaikuttaa siis satelliitin liikkumisesta johtuva Doppler-siirtymä sekä vastaanottimen paikallisoskillaattorin epätarkkuudet. Taajuusepävarmuus voi olla varsin suuri, jopa ± 6 kHz, jolloin vastaanottimen 1 on suoritettava etsintä n. 12 kHz:n taajuusalueelta varsinaisen lähetystaajuuden ($L1 = 1575,42$ MHz) suhteen. Vastaanotin 1 ei myöskään tiedä tarkkaa koodivaihetta, jolloin vastaanottimen on suoritettava myös koodivaiheen selvitys 1023 mahdollisesta koodivaiheesta. Tällöin saadaan kaksidimensioiden etsintäprosessi, jossa yksi dimensio on taajuuspoikkeama 12 kHz:n alueella ja toinen dimensio on koodivaihe 1023:sta erilaisesta koodivaiheesta. Keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisessa menetelmässä voidaan kerrallaan tutkia n. 500 Hz:n taajuusalue, jolloin menetelmää toistetaan tarvittaessa 24 kertaa koko tutkittavan 12 kHz:n taajuusalueen kattamiseksi. On selvää, että tässä selityksessä käytettävät esimerkkiarvot ovat vain keksintöä selventävinä, mutta eivät rajoittavina esimerkkeinä. Keksintöä voidaan soveltaa muissakin kuin GPS-järjestelmissä, jolloin mm. mainitut taajuusarvot, koodivaiheet sekä koodien lukumäärä voi vaihdella.

Selostetaan seuraavaksi keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän toimintaa kuvan 1 mukaisessa vastaanottimessa 1. Tahdistuksen käynnistämiseksi skannauslohko 8 asettaa numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 taajuuden siten, että vastaanottimella 1 vastaanotetaan edullisesti taajuusalueen pienimpiä taajuuksia, tässä esimerkissä 1575,414 MHz—1575,4145 MHz. Vastaanotin voi määrittää aloitustaajuuden myös siten, että vastaanotin käyttää hyväksi esim. aikaisemmin selvitettyä sijaintitietoa ja/tai almanakkatietoa, jolloin sijainninmäärittystä voidaan vielä nopeuttaa. Vastaanotettavasta signaalista tallennetaan näytteitä näytevektoreiden muodostuslohkossa 12 edullisesti kompleksisiksi näytevektoreiksi $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$, joissa kussakin on 1023 näytettä tässä edullisessa suoritusmuodossa. Näytevektoreiden muodostuslohkon 12 näytteiden tallennustaajuus tässä edullisessa suoritusmuodossa on olennaisesti sama kuin alibittien kelloitusnopeus, eli n. 1 023 000 näytettä sekunnissa. Näytevektorit ovat jatkuvia siten, että seuraava näytevektori jatkuu ajallisesti edellisen näytevektorin jälkeen, eli näytevektorin viimeisen näytteen ja seuraavan näytevektorin ensimmäisen näytteen aikaero on

olennaisesti sama kuin näytevektorin peräkkäisten näytteiden välinen aikaero. Nämä 1023 näytettä vastaavat siis n. 1 ms:n mittaista signaalia, jolloin aika-taajuusmuunnoksessa taajuusalue on n. 1 kHz, josta osa voidaan hyödyntää. Näytevektoreiden muodostusvaihetta on esitetty viitteellä 101 oheisessa kuvassa 3.

Näytevektoreita on edullisesti N kappaletta, missä N on sopivimmin kahden potenssi. Lisäksi näytevektoreiden muodostus toistetaan keksinnön edullisessa suoritusmuodossa K kertaa, kuten myöhemmin tässä selityksessä esitetään. Alaindeksillä k ilmaistaan seuraavissa merkinnoissa eri toistokertoja. Näytevektoreiden $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ lukumäärän N arvoa määritettäessä tulee huomioida GPS-järjestelmässä se, että signaaliin on moduloitu informaatiota bittinopeudella 50 bittiä/s binäärisenä vaihemodulaationa. Toinen tätä näytevektoreiden $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ lukumäärää N rajoittava tekijä on vastaanottimen paikallisoskillaattorin taajuusstabiilius.

Näytevektoreiden muodostusvaiheen lisäksi keksinnön mukaisessa tahdistusmenetelmässä suoritetaan korrelointivaihe korrelaatiofunktioatriisiin muodostamiseksi.

Tämä korrelointivaihe voidaan suorittaa osittain jo näytteenoton aikana, tai sen jälkeen kun N kappaletta näytevektoreita $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ on muodostettu. Jos korrelointivaihe suoritetaan esim. siten, että kunkin näytevektorin tallennuksen jälkeen lasketaan sille aika-taajuusmuunnos, kuten nopea Fourier-muunnos (FFT), voidaan samaa aika-taajuusmuunninta käyttää kaikissa N kappaleessa näytevektoreita $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$. Jos sen sijaan korrelointivaihe suoritetaan N näytevektorin tallennuksen jälkeen, on käytettävä joko kullekin näytevektorille omaa aika-taajuusmuunninta, tai aika-taajuusmuunnokset suoritetaan eri näytevektoreille peräkkäin samassa aika-taajuusmuuntimessa. Kuvassa 3 on esitetty menetelmän korrelointivaihetta, jossa näytevektoreista $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ muodostetaan korrelaatiofunktioatriisi $C_{x,k}$. Vaikka jatkossa tässä selityksessä pääasiassa käytetään esimerkkinä aika-taajuusmuunnoksesta Fourier-muunnosta ja käänteisestä muunnoksesta, eli taajuus-aikamuunnoksesta käänteistä Fourier-muunnosta, on selvää, että nyt esillä olevaa keksintöä ei ole rajoitettu ainoastaan näihin esimerkkeihin.

Kullekin näytevektorille $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ suoritetaan diskreetti Fourier-muunnos 102, sopivimmin nopea Fourier-muunnos, eli FFT-muunnos:

5 $P_k(i) = \text{FFT}(p_k(i))$, missä $i=1, \dots, N$ (1)

10 Tätä esittävät lohkot FFT1, FFT2, ..., FFTN kuvassa 3. Käytännön laskutoimituksissa käytetään edullisesti 1024:ää arvoa, koska tällöin diskreetti Fourier-muunnos on käytännön sovelluksissa huomattavasti tehokkaammin toteutettavissa (FFT-algoritmillä) kuin käytettäessä 1023:a arvoa. Eräs tapa tämän aikaansaamiseksi on lisätä ylimääräinen nolla 1024:ksi alkioksi. Tällä on vähäinen vaikutus muunnostulokseen.

15 Vastaanottimessa on tallennettuna sopivimmin kaikkien GPS-järjestelmän satelliittien (ei esitetty) C/A-koodia vastaavat vertailukoodit $r(x)$, missä x viittaa satelliitin tunnukseen, esim. x on välillä 1—36. Vertailukoodoja ei välttämättä tarvitse tallentaa, vaan ne voidaan myös generoida vastaanottimessa. Korrelaatiovaiheessa valitaan tai
20 generoidaan kulloinkin sen satelliitin vertailukoodi, jonka lähettämään signaaliin vastaanotinta tahdistetaan. Vertailukoodi on käännetty ajallisesti takaperin. Tälle takaperoiselle vertailukoodille, jota kuvassa 3 on merkitty viitteellä $\bar{r}(x)$, suoritetaan diskreetti Fourier-muunnos 103, sopivimmin nopea Fourier-muunnos, eli FFT-muunnos:

25 $\bar{R}(x) = \text{FFT}(\bar{r}(x))$ (2)

Takaperoinen vertailukoodi $\bar{r}(x)$ ja/tai sen FFT-muunnos on voitu tallentaa jo etukäteen vastaanottimen muistivälineisiin, tai se
30 muodostetaan vertailukoodista $r(x)$ tahdistuksen yhteydessä.

Seuraavaksi korrelaatiovaiheessa suoritetaan kunkin näytevektorin $p_k(i)$ Fourier-muunnostuloksen $P_k(i)$ ja takaperoisen vertailukoodin $\bar{r}(x)$ Fourier-muunnoksen $\bar{R}(x)$ välinen kertolasku 104:

35 $M_{x,k}(i) = \bar{R}(x) \cdot P_k(i)$ (3)

Näille kertolaskujen tuloksille suoritetaan vielä käänteinen Fourier-
muunnos 105, jolloin tuloksena saadaan vertailukoodin $r(x)$ ja
vastaanotetun signaalin ristikorrelaatio kaikilla mahdollisilla
5 kokonaislukuviipeillä (1023 kpl).

$$m_{x,k}(i) = \text{IFFT}(M_{x,k}(i)) \quad (4)$$

Tämä perustuu siihen, että aikatason signaalien konvoluution Fourier-
muunnos vastaa Fourier-muunnettujen, eli taajuustasoon muunnettujen
10 aikatason signaalien, kertolaskua. Kun lisäksi käytetään takaperoista
vertailukoodia, voidaan Fourier-muunnoksella suorittaa nopea
diskreettiaikainen korrelaatio. Ristikorrelaatiotulos käsittää tässä edul-
lisessa esimerkissä tällöin 1023 alkia. Näistä eri näytevektoreista $p_k(i)$
15 muodostetuista ristikorrelaatiotuloksista $m_{x,k}(i)$ muodostetaan korrelaa-
tiofunktio matriisi $C_{x,k}$, jossa rivien määrä on näytevektoreiden
lukumäärä N .

On selvää, että vertailukoodin ajallisen kääntämisen sijasta voidaan
20 näytevektoreista $p_k(i)$ muodostaa takaperoisia näytevektoreita $\bar{p}_k(i)$,
jolloin edellä esitetyissä laskutoimituksissa käytetään vertailukoodia $r(x)$
suoraan ja takaperoisia näytevektoreita. Eräässä edullisessa
suoritusmuodossa ei tarvitse tehdä kumpaakaan edellä mainituista
kääntämisistä, eli voidaan käyttää vertailukoodia $r(x)$ ja näytevektoreita
25 $p_k(i)$ sellaisenaan. Tämä perustuu korrelaatioteoreeman ominaisuuden
hyödyntämiseen, joka ilmaisee, että kahden aikadiskreetin funktion z_1 ,
 z_2 välinen ristikorrelaatio $\text{corr}(z_1, z_2)$ voidaan muodostaa taajuustasoon
muunnettujen funktioiden taajuus-aikamuunnoksen avulla. Tämä
voidaan esittää seuraavalla kaavalla:

$$\text{corr}(z_1, z_2) \propto \text{IFFT}(Z_1^* \cdot Z_2) \quad (5)$$

Tällöin keksinnön eräässä edullisessa suoritusmuodossa voidaan
näytevektoreiden $p_k(i)$ ja vertailukoodin $r(x)$ välinen ristikorrelaatio
35 muodostaa esim. suorittamalla näytevektoreille $p_k(i)$ ja vertailukoodille
 $r(x)$ Fourier-muunnos (sopivimmin nopea Fourier-muunnos FFT)

näytevektorin $p_k(i)$ Fourier-muunnoksen $P_k(i)$ ja vertailukoodin $r(x)$ Fourier-muunnoksen $R(x)$ muodostamiseksi, muodostamalla näytevektorin Fourier-muunnoksesta $P_k(i)$ kompleksikonjugaatti $P_k^*(i)$, kertomalla muodostettu kompleksikonjugaatti $P_k^*(i)$ näytevektorin Fourier-muunnoksella $R(x)$, ja suorittamalla kertolaskutulokselle käänteinen Fourier-muunnos. Vaihtoehtoisesti voidaan muodostaa vertailukoodin Fourier-muunnoksesta $R(x)$ kompleksikonjugaatti $R^*(x)$, jolloin se kerrotaan näytevektorin Fourier-muunnoksella $P_k(i)$, minkä jälkeen suoritetaan kertolaskutulokselle käänteinen Fourier-muunnos.

10

Tässä yhteydessä on syytä korostaa sitä, että edellisessä kappaleessa esitetty menetelmä näytevektoreiden $p_k(i)$ ja vertailukoodin $r(x)$ välisen ristikorrelaation laskemiseksi johtuu korrelaation ja konvoluution perusominaisuuksista ja niiden välisestä läheisestä riippuvuudesta, jolloin funktion kääntämisellä takaperoiseksi aikatasossa on käytännöllisesti katsoen matemaattinen riippuvuus kompleksikonjugaatin muodostamiseen taajuustasossa. Tätä asiaa on tarkemmin käsitelty mm. julkaisussa: "Digital Signal Processing - A Practical Approach", Emmanuel C. Ifeakor and Barrie W. Jervis, Addison-Wesley Publishing Company 1993, ISBN 0-201-54413-X, kappale 4: "Correlation and Convolution", johon tässä yhteydessä viitataan. On syytä vielä mainita, että kokonaisuudessaan tämän keksinnön soveltamisen kannalta ei sinänsä ole merkitystä sillä, mitä menetelmää käytetään ristikorrelaatiotuloksen aikaansaamiseksi.

25

Korrelaatiovaiheessa muodostetun korrelaatiofunktioatriisin $C_{x,k}$ rivit esittävät vastaanotetun signaalin ja vertailukoodin ristikorrelaatiota eri vaihe-eroilla yhden millisekunnin välein otettuna. Kaavana korrelaatiofunktioatriisi voidaan tällöin esittää seuraavasti:

30

$$C_{x,k} = \begin{bmatrix} m_{x,k}(1) \\ m_{x,k}(2) \\ \vdots \\ m_{x,k}(N) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Seuraavassa vaiheessa eli analyysivaiheessa käytetään korrelaatiofunktio­matriisiin $C_{x,k}$ transpoosia 106, jossa rivit esittävät aikatasossa signaalin näytteitä siten kuin tunnetun tekniikan mukaisessa korrelaattorissa. Kukin rivi vastaa tiettyä koodivaihe-eroa vastaanotetun signaalin ja vertailukoodin välillä. Tämän korrelaatiofunktio­matriisiin $C_{x,k}$ transpoosin kullekin riville suoritetaan Fourier-muunnos 107 koherentin etsintämatriisiin $A_{x,k}$ muodostamiseksi, jolloin voidaan suorittaa taajuusanalyysi todellisen taajuussiirtymän selvittämiseksi. Tätä esittää oheinen kuva 4.

$$A_{x,k} = \text{FFT}(C_{x,k}^T) \quad (7)$$

Käytännön sovelluksissa ei korrelaatiofunktio­matriisista tarvitse erikseen muodostaa transponoitua matriisia, vaan tallennetun korrelaatiofunktio­matriisin $C_{x,k}$ alkiot luetaan muistista 16 (kuva 7) eri suunnassa, edullisesti sarakkeittain.

Korrelaatiofunktio­matriisi $C_{x,k}$ voidaan muodostaa myös esim. sinänsä tunnetusti sovitettuja suodattimia (matched filter) käyttämällä. Esimerkiksi patentissa US-5,373,531 on esitetty eräs sovitetuilla suodattimilla toteutettu korrelaattori 25 (kuva 8), jota voidaan soveltaa korrelaatiofunktio­matriisin $C_{x,k}$ muodostamiseksi. Sovitettu suodatin on muodostettu kolmesta siirtorekisteristä siten, että ensimmäiseen siirtorekisteriin 26 johdetaan vastaanotetun signaalin I-komponentti, toiseen siirtorekisteriin 27 johdetaan vastaanotetun signaalin Q-komponentti, ja kolmanteen siirtorekisteriin 28 johdetaan satelliitin koodia vastaava vertailukoodi. Siirtorekistereiden 26, 27, 28 pituus on sopivimmin näytevektorin pituus, eli 1023 bittiä GPS-järjestelmässä. Kun yksi näytevektori on siirretty siirtorekisteriin 26, 27, suoritetaan korrelointi seuraavasti. I-komponentin sisältävän siirtorekisterin 26 bittien ja vertailukoodin sisältävän siirtorekisterin 28 bittien välillä tehdään ehdoton-ei-tai -operaatio (Exclusive NOR) ensimmäisessä vertailulohkossa 29 ja Q-komponentin sisältävän siirtorekisterin 27 bittien ja vertailukoodin sisältävän siirtorekisterin 28 bittien välillä tehdään ehdoton-ei-tai -operaatio (Exclusive NOR) toisessa vertailulohkossa 30. Operaation tuloksena saadaan bittikohtainen korrelaatiotieto: jos vastaanotetun signaalin (I- ja Q-komponentteittain

tarkasteltuna) bitti ja vastaava vertailukoodin bitti täsmäävät, tuloksena on binääriarvo 1, muussa tapauksessa tuloksena on binääriarvo 0. Jos signaali korreloi täysin vertailukoodin kanssa, kaikki bitit ovat arvossa 1. Jos mikään bitti ei korreloi, kaikki bitit ovat arvossa 0. Korrelaation tuloksena saadut arvot summataan ensimmäisessä summauslohkossa 31 (I-arvot) ja toisessa summauslohkossa 32 (Q-arvot), jolloin tuloksena saadaan korrelaatioarvo $m_{x,k}(i)$ tietyllä koodiviiveellä tietyynä aikana. Yhden vertailun jälkeen suoritetaan vertailukoodin siirto yhdellä, minkä jälkeen muodostetaan uusi korrelaatiotulos. Kukin edellä esitetyllä menetelmällä muodostettu korrelaatiotulos vastaa yhtä korrelaatiofunktio­matriisin $C_{x,k}$ rivin alkioita (yhteensä 1023). Edellä mainittuja vaiheita toistetaan tarvittaessa kullekin näytevektorille, jolloin kullakin laskentakerralla saadaan korrelaatiofunktio­matriisin $C_{x,k}$ yksi rivi.

Kuten edellä kuitenkin todettiin, GPS-järjestelmässä signaalia moduloidaan 50 bit/s signaalilla, mikä rajoittaa lukumäärän N arvoa käytännön sovelluksissa. Tällöin lukumäärä N on valittava sopivimmin siten, että modulointi ei olennaisesti vaikuta analyysiin. Lisäksi optimi N -arvoon vaikuttaa se, mitä ikkunafunktiota Fourier-muunnoksessa käytetään. Valitsemalla lukuarvoksi esim. $N = 32$ saadaan vastaanottimen kohinakaistan leveydeksi luokkaa 30 Hz, joka on vielä hieman liian suuri sellaisten signaalien ilmaisemiseen, joiden voimakkuus on luokkaa -150 dBm vastaanottimessa. Tämän vuoksi tahdistuslohkossa 6 suoritetaan vielä optionaalinen epäkoherentti summausvaihe, jossa signaalikohinasuhdetta parannetaan.

Epäkoherentin summausvaiheen toteuttamiseksi toistetaan 108 edellä esitettyjä näytevektoreiden muodostusvaihetta, korrelointivaihetta ja analyysivaihetta K kertaa (kuva 5). Tämä toistojen lukumäärä K valitaan edullisesti siten, että signaali-kohinasuhdetta saadaan riittävästi parannettua, kuitenkin kohtuullisessa ajassa. Kullakin analyysivaiheen suorituskerralla muodostetaan yksi koherentti etsintämatriisi $A_{x,k}$, jolle suoritetaan epäkoherentti summaus epäkoherentin etsintämatriisin S_x muodostamiseksi. Epäkoherentti etsintämatriisi S_x muodostetaan edullisesti seuraavasti. Kunkin koherentin etsintämatriisin $A_{x,k}$ kompleksisista alkioista $a_{x,k}(i,j)$ lasketaan edullisesti suuruus (itseis-

arvo) tai muu lukuarvo, kuten alkion suuruusarvon toiseen potenssiin korotus. Kunkin epäkoherentin etsintämatriisin vastinalkioista lasketut lukuarvot summataan, eli suoritetaan matriisien yhteenlasku, joka voidaan esittää kaavalla:

5

$$S_x = \sum_{k=1}^K \begin{bmatrix} |a_{x,k}(1,1)| & \dots & |a_{x,k}(1,N)| \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ |a_{x,k}(1023,1)| & \dots & |a_{x,k}(1023,N)| \end{bmatrix} \quad (8)$$

Epäkoherentti etsintämatriisi voidaan käytännön sovelluksissa muodostaa ainakin kahdella tavalla. Ensimmäisessä toteutusvaihtoehdossa tallennetaan kullakin toistokerralla muodostettu koherentti etsintämatriisi. Tarvittavien toistokertojen jälkeen suoritetaan epäkoherentti etsintämatriisi summaamalla vastinalkiot kaavan 8 mukaisesti. Tässä toteutusvaihtoehdossa tarvitaan muistia kaikkien koherenttien etsintämatriisien alkioden tallentamiseen. Toisen toteutusvaihtoehdon mukaan lasketaan ensin yksi koherentti etsintämatriisi, jonka arvot kopioidaan summamatriisin alkioiksi. Kullakin seuraavalla toistokerralla muodostetaan koherentti etsintämatriisi, jonka arvot summataan epäkoherentin etsintämatriisin vastinalkioiden kanssa. Tässä vaihtoehdossa suoritetaan vastinalkioiden summaus siis joka toistokerralla. Tällöin tallennetaan vain yksi koherentti etsintämatriisi, jolloin muistia tarvitaan vähemmän kuin ensimmäisessä vaihtoehdossa.

Sen jälkeen, kun tarvittavat toistokerrat on suoritettu, selvitysvaiheessa tutkitaan tämän epäkoherentin etsintämatriisin S_x alkioden $s_x(i,j)$ arvoja ja pyritään löytämään 110 sellainen arvo, joka ylittää ennalta asetetun kynnyсарvon ja on selvästi muita arvoja suurempi. Jos tällainen arvo löytyy, ilmaisee se koodivaihe-eron sekä taajuuspoikkeaman, koska kyseessä on todennäköisesti satelliitin lähettämä signaali. Mikäli signaali ei ole satelliitin lähettämää, vaan kohinaa tai muuta satunnaista häiriösignaalia, ei merkittäviä korrelaatiohuippuja pitäisi muodostua. Koodivaihe-ero ilmenee tämän suurimman arvon rivi-indeksistä ja vastaavasti taajuuspoikkeama ilmenee sarakeindeksistä. Kuvan 6 esimerkissä on esitetty eräs tilanne, jossa selvästi muita arvoja suurempi arvo on löytynyt. Jos sen sijaan epäkoherentista

etsintämatriisista S_x ei löydy tällaista arvoa, eli tutkitulla taajuusalueella ei todennäköisesti vastaanotettu haettavan satelliitin lähettämää signaalia, muutetaan tutkittavaa taajuuskaistaa ja suoritetaan edellä esitetyt vaiheet epäkoherentin etsintämatriisin muodostamiseksi. Tällä menetelmällä saadaan koko tutkittava 6 kHz:n alue käytyä läpi toistamalla edellä esitetyt vaiheet tarvittavan monta kertaa.

Tarvittaessa voidaan edellä esitetyt vaiheet toistaa koko tutkittavalle taajuuskaistalle ja tallentaa eri toistokerroilla muodostetut epäkoherentit etsintämatriisit tai vain mahdolliset huippukohdat, ennen kuin etsitään suurinta korrelaatiohuippua. Tällöin voidaan pienentää virhetulkintojen mahdollisuutta mm. sellaisessa tilanteessa, jossa kynnysarvo on asetettu liian pieneksi ja häiriösignaali voi aiheuttaa virhetulkinnan.

Jos olisi saatavilla laitteita, jotka pystyisivät suorittamaan koodivaiheen ja taajuuspoikkeman signaaleilla, joiden voimakkuus on luokkaa -150 dBm, olisi suoritettava taajuusalueen skannaus kymmenien hertzien levyisissä osissa, jotta vaihetta ja taajuuspoikkeamaa voitaisiin edes yrittää selvittää. Nyt esillä olevalla keksinnöllä voidaan suorittaa taajuusalueen skannaus satojen hertzien levyisissä osissa, siis huomattavasti nopeammin kuin tunnetun tekniikan mukaisilla vastaanottimilla.

Sen jälkeen kun oikea taajuuspoikkeama ja koodivaihe on selvitetty, voidaan vastaanotin asettaa seurantalilaan (tracking). Heikoimmilla signaaleilla ei datavastaanotto onnistu, vaan on sinänsä tunnetusti turvauduttava esim. matkaviestinverkon kautta saatuun dataan. Etäisyysmittaus on edelleen mahdollista alentuneella tarkkuudella. Seurantatila asetetaan vaihtamalla kytkimet (kuva 1) toiseen asentoon, jolloin vastaanotettu informaatio johdetaan seurantalohkoon 11, jossa muodostetaan myös takaisinkytkentä numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 taajuuden hienosäätöä varten.

Sijainnin laskemiseksi vastaanotin suorittaa signaalin vastaanoton sopivimmin vähintään neljästä satelliitista vastaanotetun signaalin perusteella. Tällöin edellä esitetty tahdistus toistetaan tarvittaessa kunkin satelliitin signaalia varten, jolloin vertailusekvenssiksi $r(x)$ valitaan kulloinkin sen satelliitin koodi, johon tahdistus suoritetaan.

- Suuri osa menetelmän toteuttamisessa tarvittavista lohkoista voidaan toteuttaa esim. digitaalisessa signaalinkäsittely-yksikössä (Digital Signal Processor, ei esitetty). FFT-muunnosten suorittamisessa voidaan käyttää joko laitteistopohjaisia ratkaisuja tai digitaalisen signaalinkäsittely-yksikön ohjelmallisia toteutuksia. Lisäksi vastaanottimen toiminnan ohjaamiseen voidaan käyttää ohjauselintä, edullisesti mikroprosessoria tai vastaavaa.
- 5
- 10 Oheisessa kuvassa 7 on esitetty vielä keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukainen elektroniikkalaite 24, joka käsittää langattoman viestimen ja sijainninmäärittäsvastaanottimen. Ensimmäistä antennia 13 käytetään paikannussatelliittien lähettämän signaalin vastaanottamiseen. Vastaanotettu signaali johdetaan
- 15 ensimmäiseen radio-osaan 14, jossa signaali muunnetaan välitaajuudelle ja digitoidaan. Ensimmäinen radio-osa käsittää mm. kuvan 1 vastaanottimen muunninlohkon 2, digitointilohkon 3 ja kertojalohkon 4. Digitoitu signaali, joka tässä vaiheessa käsittää edullisesti I- ja Q-komponentit, johdetaan digitaaliseen signaalinkäsittely-
- 20 yksikköön 15, jossa suoritetaan mm. näytevektoreiden muodostus näytevektoreiden muodostuslohkossa 12. Näytteitä tallennetaan ensimmäisiin muistivälineisiin 16, jotka käsittävät mm. luku/kirjoitusmuistia sekä edullisesti myös lukumuistia ja/tai haihtumatonta luku/kirjoitusmuistia digitaalisen signaalinkäsittely-
- 25 yksikön 15 ohjelmakoodin tallennusta varten. Tässä suoritusmuodossa on signaalinkäsittely-yksikössä 15 toteutettu mm. tahdistuslohkon 6 toimintoja, kuten korrelaatiofunktio-matriisin $C_{x,k}$ muodostus esim. Fourier-muuntimilla FFT1, FFT2, ..., FFTN ja/tai sovitetuilla suodattimilla. Digitaalisessa signaalinkäsittely-yksikössä 15
- 30 muodostetaan edullisesti myös koherentti etsintämatriisi $A_{x,k}$ ja suoritetaan epäkoherentti summausvaihe. Digitaalinen signaalinkäsittely-yksikkö 15 välittää tiedon lasketusta vaihe-erosta ja taajuuspoikkeamasta suoritinlohkoon 17, joka käsittää esim. mikroprosessorin ja I/O-logiikkaa. Suoritinlohko 17 ohjaa
- 35 skannauslohkoa 8 sekä ensimmäistä kytkintä 9. Seurantaloikka 11 on edullisesti ainakin osittain toteutettu suoritinlohkon ohjelmakäskyinä. Suoritinlohkon 17 datamuistina ja ohjelmamuistina käytetään toisia

muistivälineitä 18. On selvää, että ensimmäiset muistivälineet 16 ja toiset muistivälineet 18 voivat käsittää myös yhteistä muistia. Sijainnimääritysinformaatiota voidaan esittää käyttäjälle näytöllä 19.

- 5 Suoritinlohkon 17 sovellusohjelmistossa on toteutettu myös langattoman viestimen toimintoja. Näyttöä 19 voidaan tällöin käyttää sinänsä tunnetusti myös mm. puheluinformaation esittämiseen. Näppäimistöllä 20 käyttäjä voi ohjata sijainnimääritysvastaanotinta sekä langatonta viestintä. Koodekin 21 avulla suoritetaan audiosignaalien
- 10 koodaaminen ja dekoodaaminen. Kuvassa 7 on esitetty vielä langattoman viestimen radio-osa 22 ja toinen antenni 23.

- Nyt esillä olevaa keksintöä ei ole rajoitettu ainoastaan edellä esitettyihin suoritusmuotoihin, vaan sitä voidaan muunnella oheisten patenttivaatimusten puitteissa.
- 15

L 2

20

Patenttivaatimukset:

1. Menetelmä vastaanottimen (1) tahdistamiseksi lähetettyyn koodimoduloituun hajaspektrisignaaliin, jossa menetelmässä käytetään ainakin yhtä vertailukoodia ($r(x)$), joka vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia, selvitetään lähetetyn signaalin taajuussiirtymä ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaihe, **tunnettu** siitä, että menetelmässä suoritetaan ainakin seuraavia vaiheita:
- näytevektoreiden muodostusvaihe, jossa vastaanotetusta signaalista otetaan näytteitä (101) näytevektoreiden ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) muodostamiseksi,
 - korrelaatiovaihe (102, 103, 104, 105) korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) muodostamiseksi näytevektoreiden ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) perusteella,
 - analyysivaihe (106, 107) koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) transpoosin perusteella, ja
 - selvitysvaihe (110), jossa selvitetään taajuussiirtymä ja koodivaihe käyttämällä mainitun koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioiden ($a_{x,k}(i, j)$) arvoja.
2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että menetelmässä määritetään tutkittava taajuusalue, jaetaan määritetty taajuusalue kahteen tai useampaan osaan, jolloin kullekin osalle suoritetaan mainitut näytevektoreiden muodostusvaihe, korrelaatiovaihe, ja analyysivaihe, tallennetaan koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioiden ($a_{x,k}(i, j)$) arvoja, jolloin selvitysvaihe suoritetaan määritetyn taajuusalueen tutkimisen jälkeen, ja taajuussiirtymä ja koodivaihe määritetään suurimman arvon perusteella.
3. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että menetelmässä määritetään kynnysarvo, jolloin selvitysvaiheessa käytetään taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi mainitun kynnysarvon ylittäviä koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioiden ($a_{x,k}(i, j)$) suuruusarvoja.

4. Patenttivaatimuksen 1, 2 tai 3 mukainen menetelmä, **tunnettu siitä**,
että menetelmässä toistetaan (108) mainittuja näytevektoreiden
muodostusvaihetta, korrelaatiovaihetta ja analyysivaihetta ainakin
kahden koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi, ja että
- 5 menetelmässä lisäksi suoritetaan summausvaihe (109), jossa
muodostetaan epäkoherentti etsintämatriisi (S_x) summaamalla
epäkoherentisti kullakin toistokerralla muodostetut koherentin
etsintämatriisin ($A_{x,k}$) vastinalkioiden arvot ($a_{x,k}(i,j)$), jolloin mainitussa
selvitysvaiheessa käytetään mainittua epäkoherenttia etsintämatriisia
10 (S_x) taajuussiirtymän ja koodivaiheen määrittämisessä.
5. Patenttivaatimuksen 4 mukainen menetelmä, **tunnettu siitä**, että
menetelmässä määritetään tutkittava taajuusalue, jaetaan määritetty
taajuusalue kahteen tai useampaan osaan, jolloin kullekin osalle
- 15 suoritetaan mainitut näytevektoreiden muodostusvaihe,
korrelaatiovaihe, analyysivaihe, ja summausvaihe, sekä tallennetaan
epäkoherentin etsintämatriisin (S_x) alkioiden arvoja, jolloin selvitysvaihe
suoritetaan määritetyn taajuusalueen tutkimisen jälkeen, ja
taajuussiirtymä ja koodivaihe määritetään suurimman arvon
20 perusteella.
6. Patenttivaatimuksen 4 tai 5 mukainen menetelmä, **tunnettu siitä**,
että menetelmässä määritetään kynnyсарvo, jolloin selvitysvaiheessa
käytetään taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi mainitun
25 kynnyсарvon ylittäviä epäkoherentin etsintämatriisin (S_x) alkioiden
suuruusarvoja.
7. Jonkin patenttivaatimuksen 1—6 mukainen menetelmä, **tunnettu**
siltä, että korrelaatiofunktio-matriisi ($C_{x,k}$) muodostetaan sovitetuilla
30 suodattimilla (26, 27, 28).
8. Jonkin patenttivaatimuksen 1—7 mukainen menetelmä, **tunnettu**
siltä, että
- 35 — korrelaatiovaiheessa muodostetaan mainittua vertailukoodia ($r(x)$)
vastaavan takaperoisen koodin aika-taajuusmuunnos ($\bar{R}(x)$), ja
kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-
taajuusmuunnos ($P_k(i)$), suoritetaan mainitun takaperoisen koodin

- aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{R}(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnoksen ($P_k(i)$) välinen kertolasku, suoritetaan kullekin kertolaskutulokselle ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnos, ja muodostetaan kertolaskutulosten ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksista ($m_{x,k}(i)$) korrelaatiofunktio matriisi ($C_{x,k}$), ja että
- 5 – analyysivaiheessa koherentti etsintämatriisi ($A_{x,k}$) muodostetaan suorittamalla aika-taajuusmuunnos mainitun korrelaatiofunktio matriisiin ($C_{x,k}$) transpoosin riveille.
- 10 9. Jonkin patenttivaatimuksen 1—7 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että
- korrelaatiovaiheessa muodostetaan mainitun vertailukoodin ($r(x)$) aika-taajuusmuunnos ($R(x)$), ja kutakin näytevektoria ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) vastaavan takaperoisen koodin aika-taajuusmuunnos ($\bar{P}_k(i)$), suoritetaan mainitun vertailukoodin ($r(x)$)
- 15 aika-taajuusmuunnoksen ($R(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) takaperoisen koodin aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{P}_k(i)$) välinen kertolasku, suoritetaan kullekin kertolaskutulokselle ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnos, ja muodostetaan kertolaskutulosten ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksista ($m_{x,k}(i)$) korrelaatiofunktio matriisi ($C_{x,k}$), ja että
- 20 – analyysivaiheessa koherentti etsintämatriisi ($A_{x,k}$) muodostetaan suorittamalla aika-taajuusmuunnos mainitun korrelaatiofunktio matriisiin ($C_{x,k}$) transpoosin riveille.
- 25 10. Jonkin patenttivaatimuksen 1—7 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että
- korrelaatiovaiheessa muodostetaan mainitun vertailukoodin ($r(x)$) aika-taajuusmuunnos ($R(x)$), ja kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnos ($P_k(i)$), muodostetaan vertailukoodin ($r(x)$)
- 30 aika-taajuusmuunnoksesta ($R(x)$) kompleksikonjugaatti ($R^*(x)$), suoritetaan mainitun kompleksikonjugaatin ja kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnoksen ($P_k(i)$) välinen kertolasku, suoritetaan kullekin kertolaskutulokselle ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnos, ja muodostetaan kertolaskutulosten ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksista ($m_{x,k}(i)$) korrelaatiofunktio matriisi ($C_{x,k}$), ja että
- 35

- analyysivaiheessa koherentti etsintämatriisi ($A_{x,k}$) muodostetaan suorittamalla aika-taajuusmuunnos mainitun korrelaatiofunktio-matriisin ($C_{x,k}$) transpoosin riveille.

5 11. Jonkin patenttivaatimuksen 1—7 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että

- korrelaatiovaiheessa muodostetaan mainitun vertailukoodin ($r(x)$) aika-taajuusmuunnos ($R(x)$), ja kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnos ($P_k(i)$), muodostetaan

10 kustakin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnoksesta ($P_k(i)$) kompleksikonjugaatti ($P_k^*(i)$),

suoritetaan kunkin mainitun kompleksikonjugaatin ja vertailukoodin ($r(x)$) aika-taajuusmuunnoksen ($R(x)$) välinen kertolasku, suoritetaan kullekin kertolaskutulokselle ($M_{x,k}(i)$) taajuus-

15 aikamuunnos, ja muodostetaan kertolaskutulosten ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksista ($m_{x,k}(i)$) korrelaatiofunktio-matriisi ($C_{x,k}$), ja että

- analyysivaiheessa koherentti etsintämatriisi ($A_{x,k}$) muodostetaan suorittamalla aika-taajuusmuunnos mainitun korrelaatiofunktio-matriisin ($C_{x,k}$) transpoosin riveille.

20

12. Jonkin patenttivaatimuksen 8—11 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että mainittuna aika-taajuusmuunnoksena käytetään Fourier-muunnosta, jolloin mainittuna taajuus-aikamuunnoksena käytetään käänteistä Fourier-muunnosta.

25

13. Jonkin patenttivaatimuksen 1—12 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että mainitussa selvitysvaiheessa (110) käytetään koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioden ($a_{x,k}(i, j)$) suuruusarvoja.

30

14. Patenttivaatimuksen 13 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että mainitussa selvitysvaiheessa (110) käytetään koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioden ($a_{x,k}(i, j)$) suuruusarvojen toiseen potenssiin korotettuja arvoja.

35

15. Jonkin patenttivaatimuksen 1—14 mukainen menetelmä, jossa selvitetään vastaanottimen (1) sijainti ja tallennetaan sijaintitieto, **tunnettu** siitä, että menetelmässä määritetään tutkittava taajuusalue, ja

valitaan mainitulta taajuusalueelta taajuussiirtymän tutkimisen aloittamiseksi aloitustaajuus käyttämällä vastaanottoimeen (1) tallennettua sijaintitietoa.

- 5 16. Jonkin patenttivaatimuksen 1—15 mukainen menetelmä, jossa vastaanottimen (1) sijainti ja sijaintitieto selvitetään kahden tai useamman satelliitin lähettämästä hajaspektrimoduloidusta signaalista, ja jossa menetelmässä kullekin mainitulle satelliitille valitaan yksilöivä koodi, **tunnettu** siitä, että menetelmässä suoritetaan mainittuja
- 10 näytevektoreiden muodostusvaihetta, korrelaatiovaihetta, analyysivaihetta, ja selvitysvaihetta kunkin mainitun satelliitin lähettämälle signaalille.

- 15 17. Vastaanotin (1), joka käsittää ainakin tahdistusvälineet vastaanottimen (1) tahdistamiseksi lähetettyyn koodimoduloituun hajaspektrisignaaliin, jossa vastaanottimessa (1) on välineet (16) ainakin yhden vertailukoodin ($r(x)$) käyttämiseksi tahdistamisen yhteydessä, joka vertailukoodi ($r(x)$) vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia, ja välineet (15) lähetetyn signaalin taajuussiirtymän ja
- 20 moduloinnissa käytetyn koodin koodivaiheen selvittämiseksi, **tunnettu** siitä, että vastaanotin (1) käsittää lisäksi:

- näytevektoreiden $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ muodostusvälineet (12, 16) muodostamiseksi vastaanotetusta signaalista,
- 25 – korrelaatiovälineet (6, FFT1, FFT2...FFTN) korrelaatiofunktioatriisin ($C_{x,k}$) muodostamiseksi näytevektoreiden ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) perusteella,
- analyysivälineet (6, 12) koherentin etsintäatriisin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi korrelaatiofunktioatriisin ($C_{x,k}$) perusteella, ja
- 30 – selvitysvälineet (7, 17) taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi käyttämällä mainittuja koherentin etsintäatriisin ($A_{x,k}$) alkioiden ($a_{x,k}(i, j)$) arvoja.

- 35 18. Patenttivaatimuksen 17 mukainen vastaanotin (1), **tunnettu** siitä, että se käsittää välineet (17) tutkittavan taajuusalueen määrittämiseksi, välineet (5, 8, 9) määritetyn taajuusalueen jakamiseksi kahteen tai useampaan osaan, jolloin kullekin osalle on järjestetty suoritettavaksi

mainitut näytevektoreiden muodostus, korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) muodostus, ja koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostus, välineet (16) koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioiden ($a_{x,k}(i,j)$) arvojen tallentamiseksi, ja välineet (15) taajuussiirtymän ja koodivaiheen määrittämiseksi suurimman arvon perusteella.

19. Patenttivaatimuksen 17 tai 18 mukainen vastaanotin (1), **tunnettu** siitä, että se käsittää välineet (15) kynnysarvon määrittämiseksi, ja välineet (15) mainitun kynnysarvon ja mainittujen koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) arvojen vertaamiseksi taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi.

20. Patenttivaatimuksen 17, 18 tai 19 mukainen vastaanotin (1), **tunnettu** siitä, että mainittuja näytevektoreiden muodostusta, korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) muodostusta ja koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostusta on järjestetty toistettavaksi koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi ainakin kaksi kertaa, ja että vastaanotin (1) käsittää lisäksi summausvälineet epäkoherentin etsintämatriisin (S_x) muodostamiseksi summaamalla kullakin toistokerralla muodostetut koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) vastinalkioiden arvot ($a_{x,k}(i,j)$), jolloin mainitussa selvitysvaiheessa käytetään mainittua epäkoherenttia etsintämatriisia (S_x) taajuussiirtymän ja koodivaiheen määrittämisessä.

21. Patenttivaatimuksen 17 mukainen vastaanotin (1), **tunnettu** siitä, että se käsittää välineet (17) tutkittavan taajuusalueen määrittämiseksi, välineet (5, 8, 9) määritetyn taajuusalueen jakamiseksi kahteen tai useampaan osaan, jolloin kullekin osalle on järjestetty suoritettavaksi mainitut näytevektoreiden muodostus, korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) muodostus, koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostus, ja koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) summaus epäkoherenttiin etsintämatriisiin (S_x), välineet (16) epäkoherentin etsintämatriisin (S_x) alkioiden arvojen tallentamiseksi, ja välineet (15) taajuussiirtymän ja koodivaiheen määrittämiseksi suurimman arvon perusteella.

22. Patenttivaatimuksen 21 mukainen vastaanotin (1), **tunnettu** siitä, että se käsittää välineet (15) kynnysarvon määrittämiseksi, ja välineet

(15) mainitun kynnysarvon ja mainitun epäkoherentin etsintämatriisin (S_x) arvojen vertaamiseksi taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi.

5 23. Jonkin patenttivaatimuksen 17—22 mukainen vastaanotin (1),
tunnettu siitä, että se käsittää sovitettuja suodattimia (26, 27, 28)
korrelaatiofunktio­matriisiin ($C_{x,k}$) muodostamiseksi.

24. Jonkin patenttivaatimuksen 17—23 mukainen vastaanotin (1),
10 tunnettu siitä, että:

– korrelaatiovälineet käsittävät välineet (16) mainittua vertailukoodia ($r(x)$) vastaavan takaperoisen koodin aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{R}(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnoksen ($P_k(i)$) muodostamiseksi, välineet (15) mainitun takaperoisen koodin aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{R}(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnoksen ($P_k(i)$) välisen kertolaskun suorittamiseksi, välineet (15) kullekin kertolaskutulokselle ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksen suorittamiseksi, ja välineet (15) korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) muodostamiseksi kertolaskutulosten ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksista ($m_{x,k}(i)$), ja että

25 – analyysivälineet käsittävät välineet (15) koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi suorittamalla aika-taajuusmuunnos mainitun korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) transpoosin riveille.

25. Jonkin patenttivaatimuksen 17—23 mukainen vastaanotin (1), tunnettu siitä, että:

30 – korrelaatiovälineet käsittävät välineet (16) mainitun vertailukoodin ($r(x)$) aika-taajuusmuunnoksen ($R(x)$) ja kutakin näytevektoria ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) vastaavan takaperoisen koodin aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{R}_k(i)$) muodostamiseksi, välineet (15)

35 mainitun vertailukoodin ($r(x)$) aika-taajuusmuunnoksen ($R(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) takaperoisen koodin aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{R}_k(i)$) välisen kertolaskun suorittamiseksi, välineet (15) kullekin kertolaskutulokselle ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksen suorittamiseksi, ja välineet (15)

27

- korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) muodostamiseksi
kertolaskutulosten ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksista ($m_{x,k}(i)$), ja että
– analyysivälineet käsittävät välineet (15) koherentin etsintämatriisin
($A_{x,k}$) muodostamiseksi suorittamalla aika-taajuusmuunnos mainitun
5 korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) transpoosin riveille.

26. Jonkin patenttivaatimuksen 17—23 mukainen vastaanotin (1),
tunnettu siitä, että:

- korrelaatiovälineet käsittävät välineet (16) mainitun
10 vertailukoodin ($r(x)$) aika-taajuusmuunnoksen ($R(x)$)
kompleksikonjugaatin ($R^*(x)$) ja kunkin näytevek-
torin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{P}_k(i)$)
muodostamiseksi, välineet (15) mainitun vertailukoodin ($r(x)$) aika-
taajuusmuunnoksen kompleksikonjugaatin ($R^*(x)$) ja kunkin
15 näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{P}_k(i)$)
välisen kertolaskun suorittamiseksi, välineet (15) kullekin
kertolaskutulokselle ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksen
suorittamiseksi, ja välineet (15) korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$)
muodostamiseksi kertolaskutulosten ($M_{x,k}(i)$) taajuus-
20 aikamuunnoksista ($m_{x,k}(i)$), ja että
– analyysivälineet käsittävät välineet (15) koherentin etsintämatriisin
($A_{x,k}$) muodostamiseksi suorittamalla aika-taajuusmuunnos mainitun
korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) transpoosin riveille.

25 27. Jonkin patenttivaatimuksen 17—23 mukainen vastaanotin (1),
tunnettu siitä, että:

- korrelaatiovälineet käsittävät välineet (16) kunkin näytevek-
torin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-taajuusmuunnoksen ($\bar{P}_k(i)$)
kompleksikonjugaatin ($P_k^*(i)$) ja mainitun vertailukoodin ($r(x)$) aika-
30 taajuusmuunnoksen ($R(x)$) muodostamiseksi, välineet (15) mainitun
vertailukoodin ($r(x)$) aika-taajuusmuunnoksen ($R(x)$) ja kunkin
näytevektorin ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) aika-
taajuusmuunnoksen kompleksikonjugaatin ($P_k^*(i)$) välisen
kertolaskun suorittamiseksi, välineet (15) kullekin
35 kertolaskutulokselle ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksen
suorittamiseksi, ja välineet (15) korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$)

- muodostamiseksi kertolaskutulosten ($M_{x,k}(i)$) taajuus-aikamuunnoksista ($m_{x,k}(i)$), ja että
- analyysivälineet käsittävät välineet (15) koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi suorittamalla aika-taajuusmuunnos mainitun
- 5 korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) transpoosin riveille.

28. Jonkin patenttivaatimuksen 24—27 mukainen vastaanotin (1),
tunnettu siitä, että mainittuna aika-taajuusmuunnoksena on käytetty
Fourier-muunnosta, jolloin mainittuna taajuus-aikamuunnoksena on
10 käytetty käänteistä Fourier-muunnosta.

29. Jonkin patenttivaatimuksen 17—28 mukainen vastaanotin (1),
tunnettu siitä, että selvitysvälineissä on käytetty koherentin
etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioden ($a_{x,k}(i,j)$) suuruusarvoja, kuten
15 itseisarvoja.

30. Jonkin patenttivaatimuksen 17—29 mukainen vastaanotin (1),
tunnettu siitä, että selvitysvälineissä on käytetty koherentin
etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioden ($a_{x,k}(i,j)$) suuruusarvojen toiseen
20 potenssiin korotettuja arvoja.

31. Jonkin patenttivaatimuksen 17—30 mukainen vastaanotin (1), joka
käsittää välineet (14, 15, 17) vastaanottimen (1) sijainnin selvittämiseksi
ja välineet (18) sijaintitiedon tallentamiseksi, **tunnettu** siitä, että
25 vastaanotin (1) käsittää lisäksi välineet (17) tutkittavan taajuusalueen
määrittämiseksi, ja välineet (17, 22, 23) aloitustaajuuden valitsemiseksi
mainitulta taajuusalueelta vastaanottoimeen (1) tallennetun sijaintitiedon
perusteella.

30 32. Elektroniikkalaite (24), joka käsittää ainakin
sijainninmäärittä­svastaanottimen (1), tahdistusvälineet
sijainninmäärittä­svastaanottimen (1) tahdistamiseksi lähetettyyn
koodimoduloituun hajaspektrisignaaliin, jossa
sijainninmäärittä­svastaanottimessa (1) on välineet (16) ainakin yhden
35 vertailukoodin ($r(x)$) käyttämiseksi tahdistamisen yhteydessä, joka
vertailukoodi ($r(x)$) vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia, ja
joka elektroniikkalaite käsittää välineet (15) lähetetyn signaalin

taajuussiirtymän ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaiheen selvittämiseksi, **tunnettu** siitä, että elektroniikkalaite (24) käsittää lisäksi:

- näytevektoreiden muodostusvälineet (12, 16)
- 5 näytevektoreiden ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) muodostamiseksi vastaanotetusta signaalista,
- korrelaatiovälineet (6, FFT1, FFT2...FFTN)
- korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) muodostamiseksi näytevektoreiden ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) perusteella,
- 10 – analyysivälineet (6, 12) koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi korrelaatiofunktio­matriisin ($C_{x,k}$) perusteella, ja
- selvitys­välineet (7, 17) taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi käyttämällä mainittuja koherenttien etsintämatriisin ($A_{x,k}$) alkioden ($a_{x,k}(i, j)$) arvoja.

15

33. Patenttivaatimuksen 32 mukainen elektroniikkalaite (24), joka käsittää välineet (14, 15, 17) elektroniikkalaitteen (24) sijainnin selvittämiseksi ja välineet (18) sijaintitiedon tallentamiseksi, **tunnettu** siitä, että elektroniikkalaite (24) käsittää lisäksi välineet (17) tutkittavan taajuusalueen määrittämiseksi, ja välineet (17, 22, 23) aloitustaajuuden valitsemiseksi mainitulta taajuusalueelta vastaanottoimeen (1) tallennetun sijaintitiedon perusteella.

20

34. Patenttivaatimuksen 32 tai 33 mukainen elektroniikkalaite (24), **tunnettu** siitä, että se käsittää lisäksi välineet matkaviestintoimintojen suorittamiseksi.

25

35. Patenttivaatimuksen 34 mukainen elektroniikkalaite (24), **tunnettu** siitä, että se käsittää välineet (22, 23) tiedonsiirtoyhteyden muodostamiseksi matkaviestinverkkoon, jolloin välineet elektroniikkalaitteen (24) sijainnin selvittämiseksi käsittävät välineet (22, 23) sijainninmäärityksessä käytettävän tiedon hakemiseksi matkaviestinverkosta.

30

23

(57) Tiivistelmä:

Keksinnön kohteena on menetelmä vastaanottimen (1) tahdistamiseksi lähetettyyn koodimoduloituun hajaspekt-risignaaliin. Menetelmässä käytetään ainakin yhtä vertai-lukoodia ($r(x)$), joka vastaa jotakin moduloinnissa käytet-tyä koodia. Menetelmässä selvitetään lähetetyn signaa-lin taajuussiirtymä ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaihe. Menetelmässä suoritetaan lisäksi ainakin seuraavia vaiheita:

- näytevektoreiden muodostusvaihe, jossa vastaanote-tusta signaalista otetaan näytteitä (101) näytevektorei-den ($pk(1), pk(2) \dots pk(N)$) muodostamiseksi,
- korrelaatiovaihe (102, 103, 104, 105) korrelaatiofunk-tiomatriisin ($C_{x,k}$) muodostamiseksi näytevektoreiden ($pk(1), pk(2) \dots pk(N)$) perusteella,
- analyysivaihe (106, 107) koherentin etsintämatriisin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi korrelaatiofunktiomatriisin ($C_{x,k}$) transpoosin perusteella, ja
- selvitysvaihe (110), jossa selvitetään taajuussiirtymä ja koodivaihe käyttämällä mainitun koherentin etsintämat-riisin ($A_{x,k}$) alkioden ($a_{x,k}(i, j)$) arvoja.

Fig. 1

24

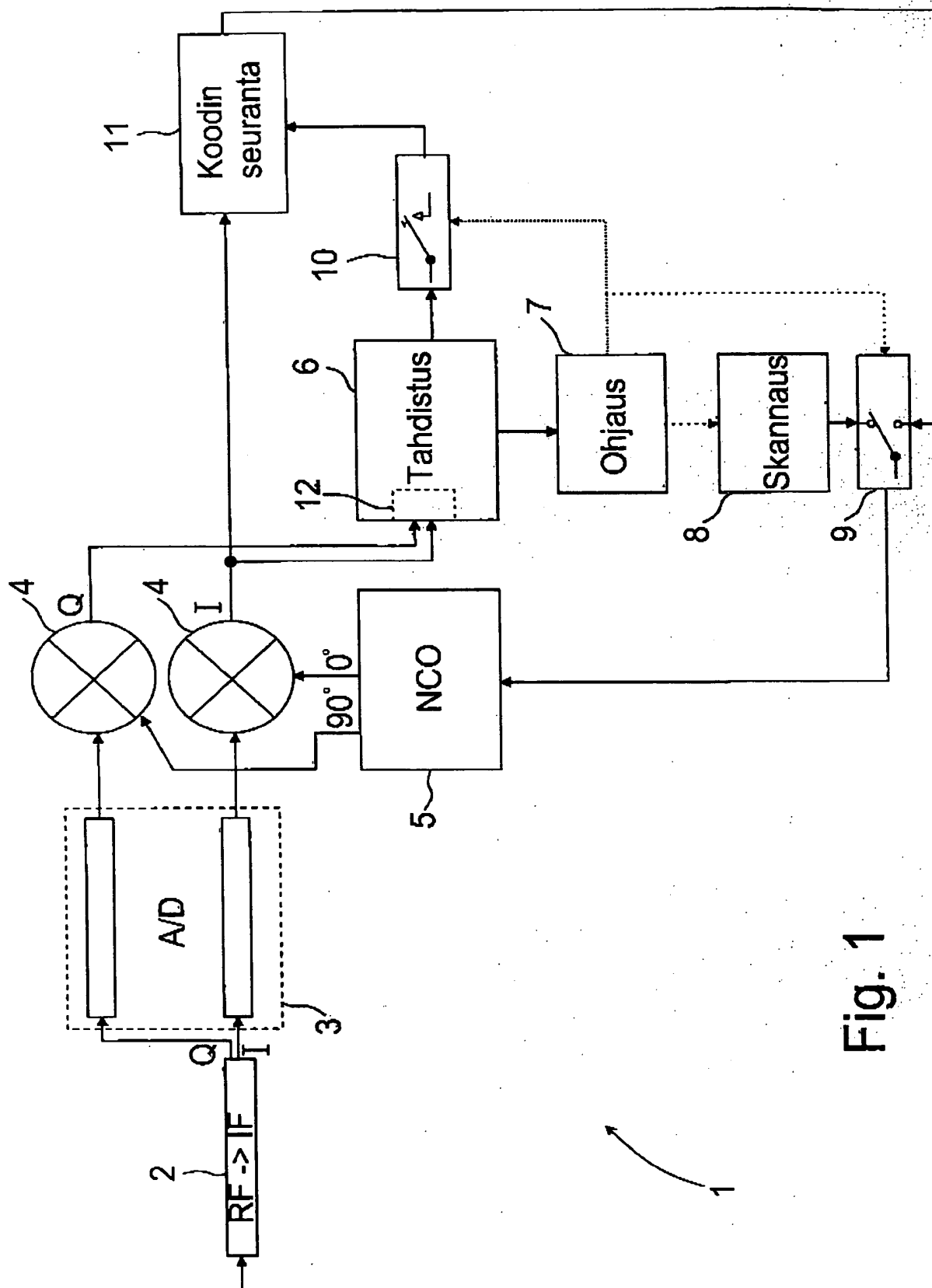


Fig. 1

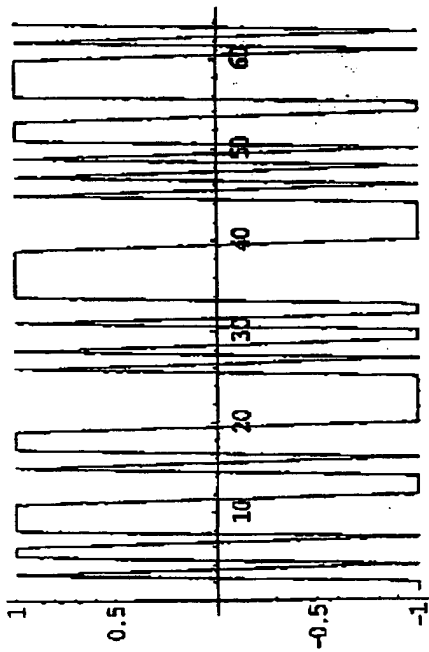


Fig. 2a

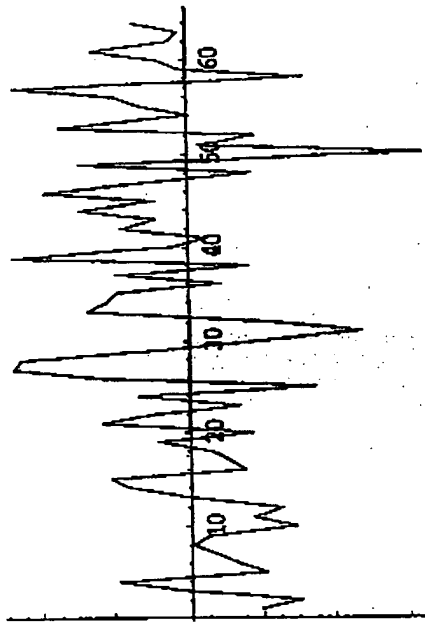


Fig. 2b

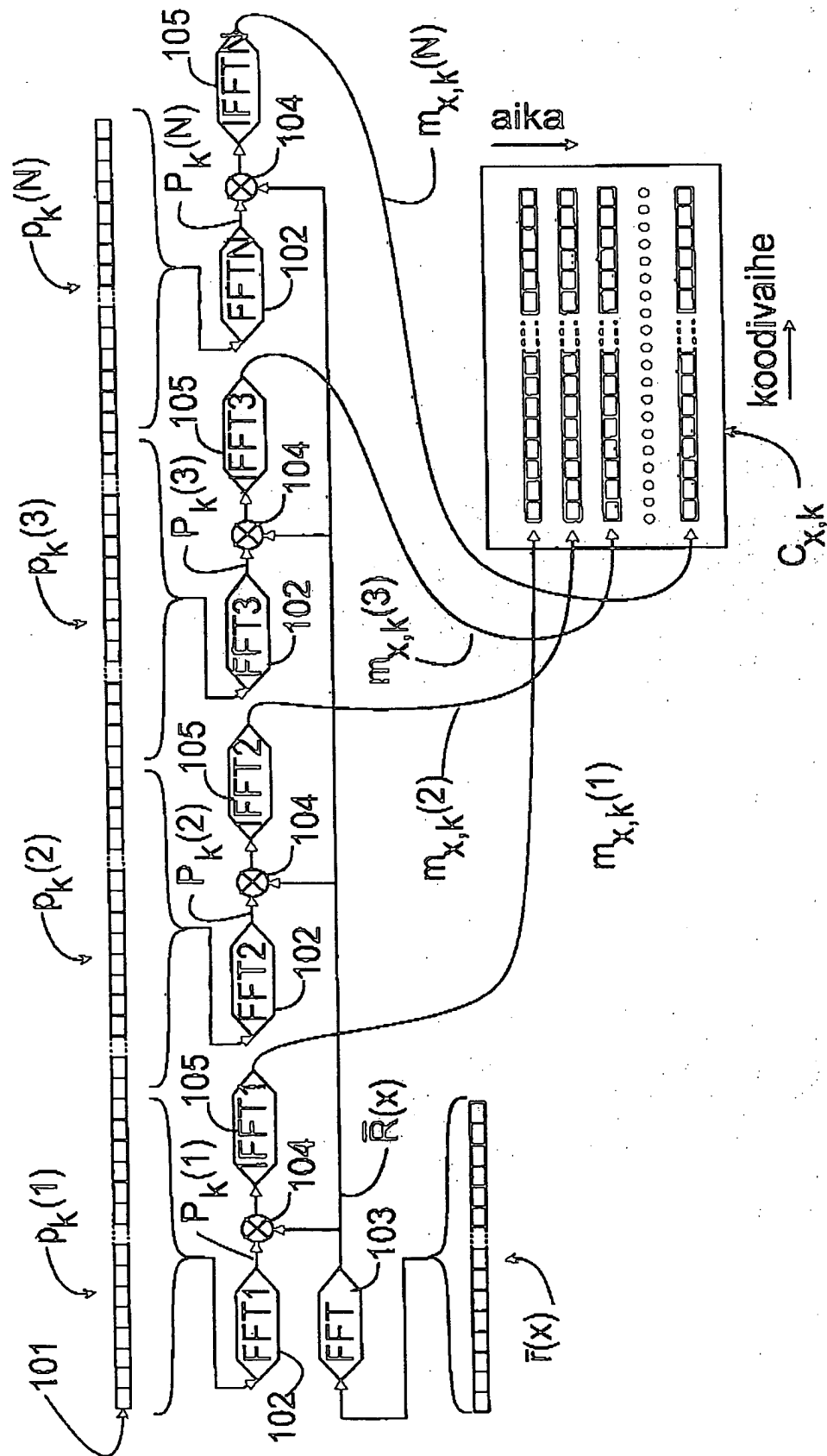


Fig. 3

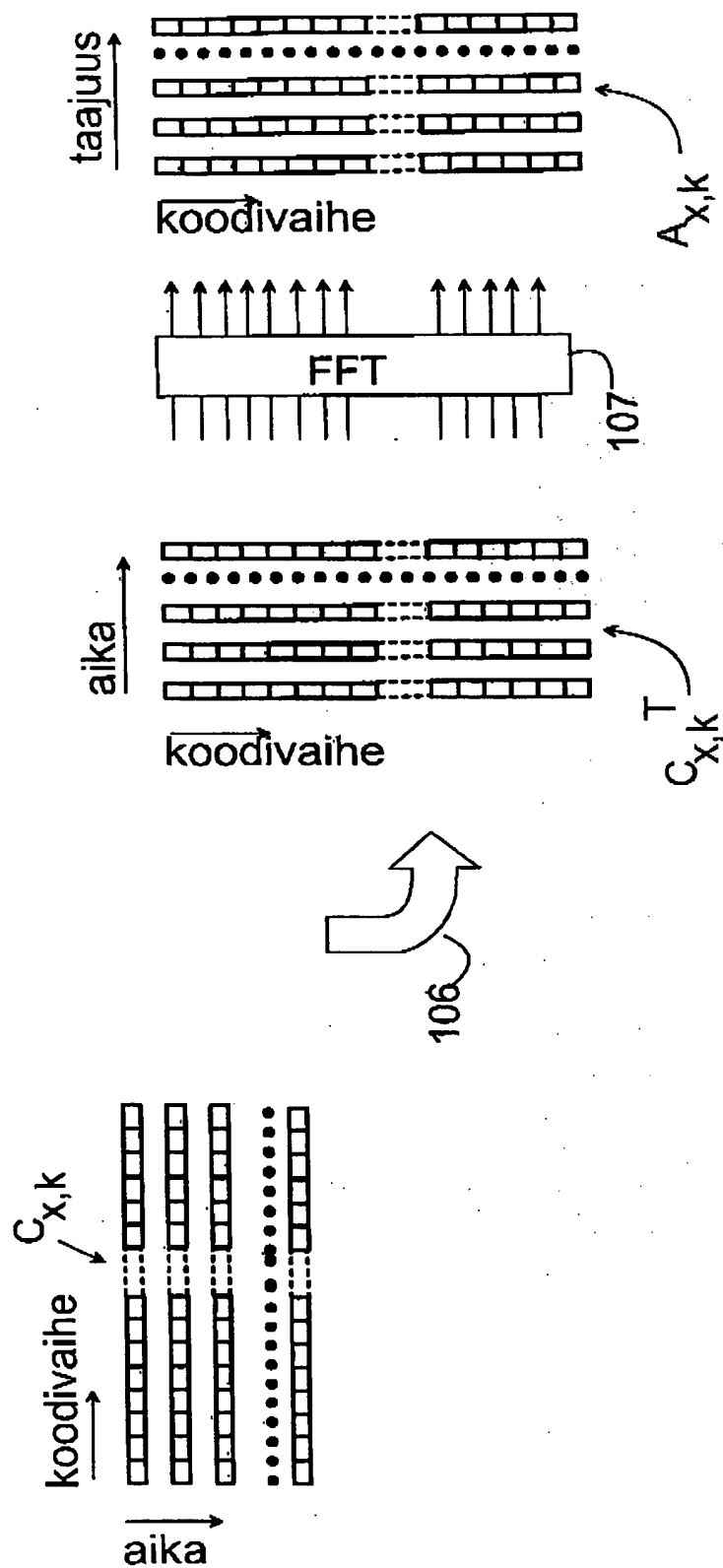


Fig. 4

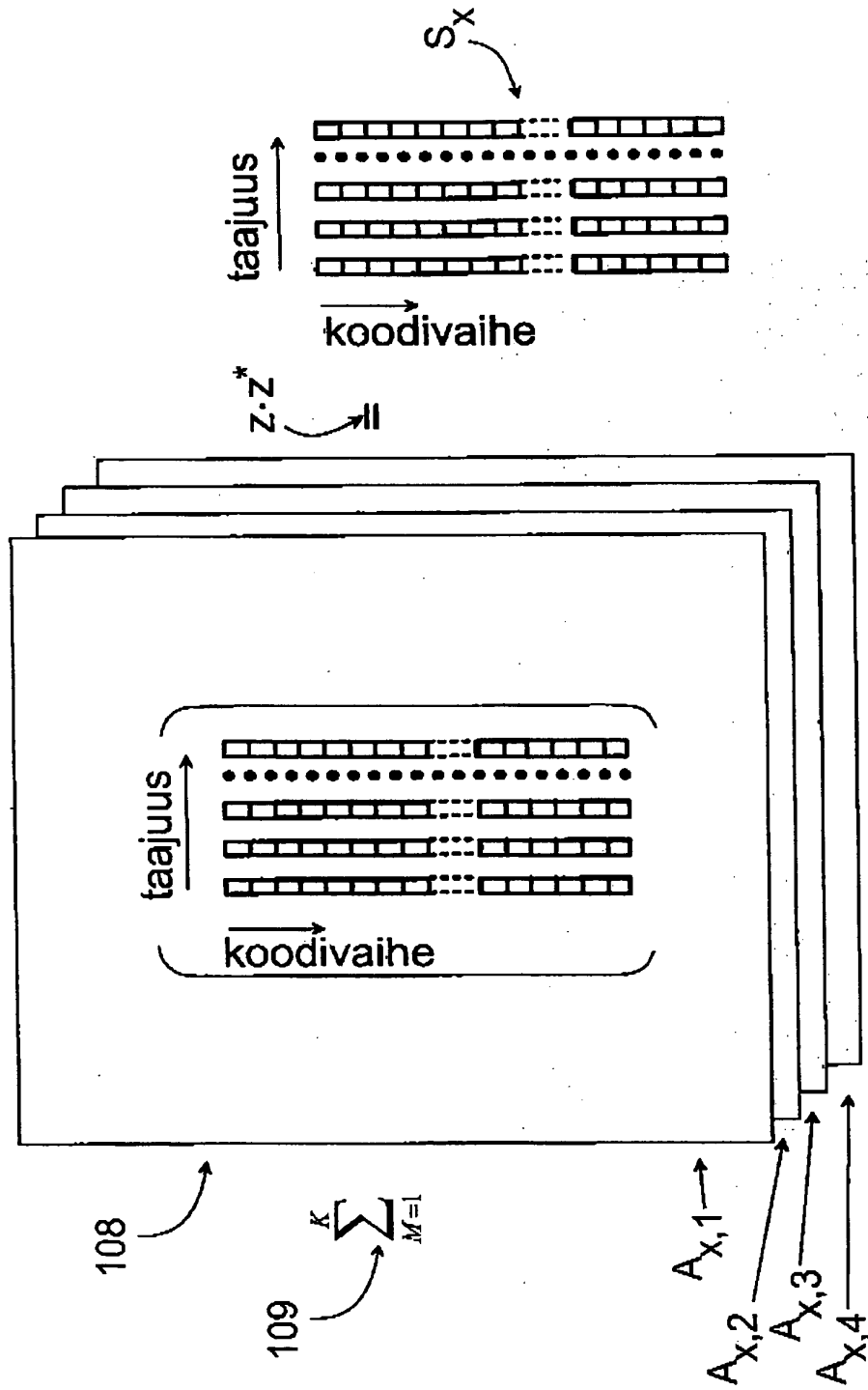
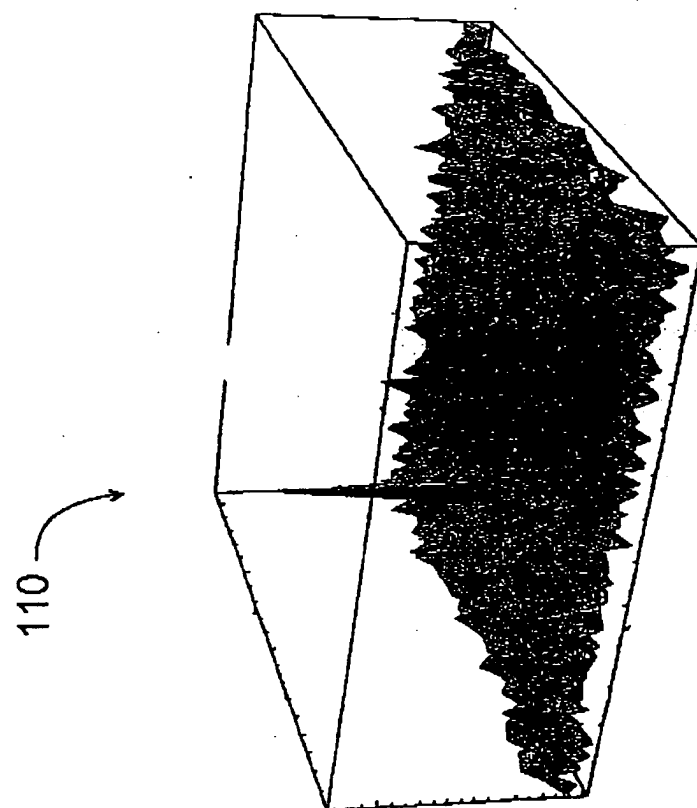


Fig. 5



=

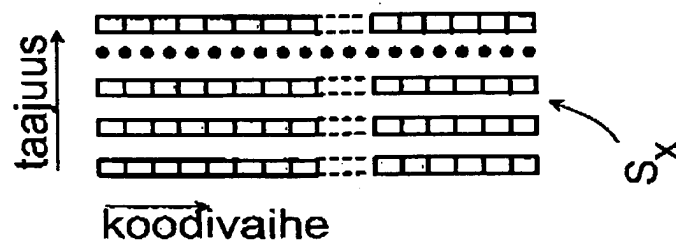
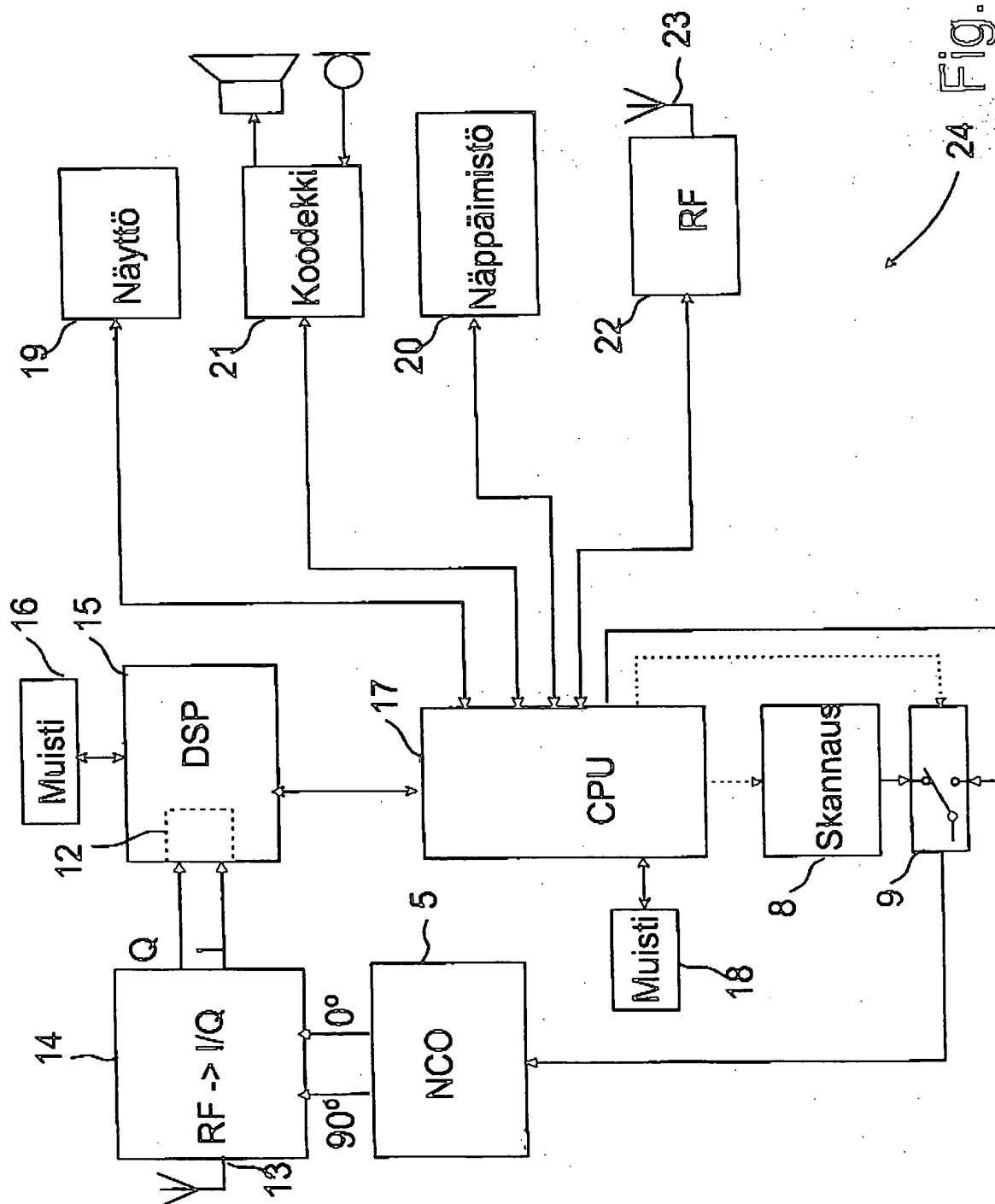
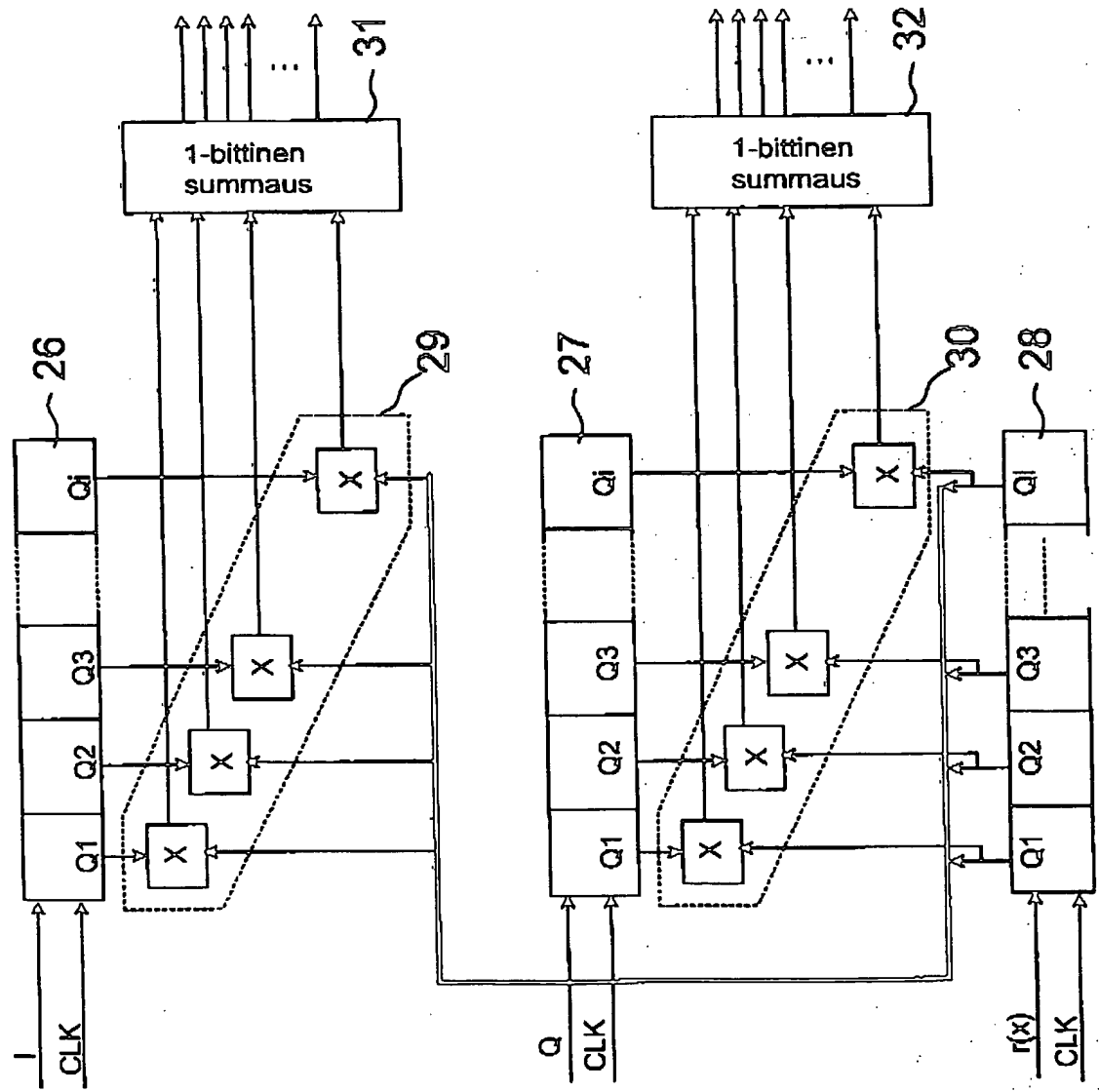


Fig. 6



25

Fig. 8



CERTIFICATE

I, Tuulikki Tulivirta, hereby certify that, to the best of my knowledge and belief, the following is a true translation, for which I accept responsibility, of a certified copy of Finnish Patent Application 19992653 filed on 9 December 1999.

Tampere, 24 November 2000



Tuulikki Tulivirta

Tuulikki Tulivirta
Certified Translator (Act 1148/88)

Tampereen Patenttitoimisto Oy
Hermiankatu 6
FIN-33720 TAMPERE
Finland

Method for synchronizing a receiver, and a receiver

The present invention relates to a method according to the preamble of Claim 1 for synchronizing a receiver, a receiver according to the preamble of Claim 17 and an electronic device according to the preamble of Claim 32.

A well known positioning system is the GPS system (Global Positioning System), which comprises over 30 satellites, of which a maximum of 12 satellites are simultaneously visible to a receiver. These satellites transmit various information, such as Ephemeris data and the satellite time by the clock. Normally, the receiver used in positioning determines its location by calculating the transit time to the receiver of a signal transmitted simultaneously from several satellites of the positioning system. For determining its location, the receiver must typically receive the signal of at least four visible satellites in order to be able to calculate the location.

Each satellite of the GPS system in operation transmits a so-called L1 signal at the carrier frequency of 1575.42 MHz. This frequency is also denoted $154f_0$, where $f_0=10.23$ MHz. In addition, the satellites transmit an L2 signal at the carrier frequency of 1227.6 MHz, or $120f_0$. In the satellite, these signals are modulated with at least one pseudo-random sequence. Each satellite has a different pseudo-random sequence. After the modulation, the signal is a code modulated wideband signal. The modulation technique used makes it possible for the receiver to distinguish between signals transmitted by different satellites, although the carrier frequencies used in the transmission are essentially the same. This modulation technique is called Code Division Multiple Access (CDMA). The pseudo-random sequence used in each satellite for the modulation of the L1 signal is, for instance, a so-called C/A code (Coarse/Acquisition code), an example of which is the Gold code. Each GPS satellite transmits a signal by using a unique C/A code. The codes are formed as the modulo 2 sum of two 1023-bit binary sequences. The first binary sequence G1 has been formed with the polynome $X^{10}+X^3+1$, and the second binary sequence G2 has been formed by delaying the polynome $X^{10}+X^9+X^8+X^6+X^3+X^2+1$ so that each satellite has a different delay. This arrangement enables generating different C/A codes with a similar code generator. The C/A codes are binary codes, the chipping rate of which in the GPS system is 1.023 MHz. The C/A code comprises 1023 chips, whereby the repeating time of the code is 1 ms. The carrier wave of the L1 signal is

further modulated with navigation information at a bit rate of 50 bit/s. The navigation information comprises information about the "health", orbit and time of the satellite, for instance.

- 5 The satellites monitor the condition of their equipment during operation. For example, the satellites can use so-called watch-dog functions to detect errors in the equipment and notify about them. Errors and malfunctions can be either momentary or long-term in nature. On the basis of the health information, some of the errors can be possibly compensated for, or the
10 information transmitted by a malfunctioning satellite can be entirely ignored. In addition, in a situation in which the signal of more than four satellites can be received, the information received from different satellites can be emphasized in different ways on the basis of the health information. Thus it is possible to minimize errors that satellites which seem to be unreliable may
15 cause in the measurements.

In order to detect the signals of the satellites and to identify the satellites, the receiver must perform synchronization, whereby the receiver finds the signal of each satellite each time and tries to synchronize with this signal so that
20 the data transmitted with the signal can be received and demodulated.

In prior art receivers, the time needed for this synchronization depends on the strength of the received signal, among other things. Typically, the weaker the signal to be received is, the longer integration is needed in each
25 element of the search space (correlation/frequency) in order to detect a possible signal. In prior art GPS receivers, which are typically designed for outdoor use, synchronization with the signals of the satellites takes some tens of seconds or a few minutes, if the received signal is relatively strong, in the range of -120 – -130 dBm. However, if the positioning is to take place
30 indoors or in a place where the received signal is attenuated by buildings or other terrain obstacles, the synchronization time increases substantially. A typical signal strength indoors is approx. -150 dBm, whereby the time needed for the synchronization process with a sequential search would be hours. This time is clearly too long for performing a reasonable positioning.
35 Figure 2a illustrates, by way of example, a CDMA signal transmitted from a satellite, and correspondingly Fig. 2b illustrates this transmitted signal when it reaches the receiver. The signal to be received has been attenuated substantially on the transmission link, and it contains accumulated noise.

The positioning receiver must perform synchronization when, for instance, the receiver is switched on, and in a situation that the receiver has not been able to receive the signal of any satellite for a long time. A situation like this can arise easily in mobile devices, for example, because the device moves and the antenna of the device is not always in an optimal position in relation to the satellites, which weakens the strength of the signal coming to the receiver. In city areas, buildings also have an effect on the received signal, and in addition, the signal can proceed to the receiver along several different routes, such as straight from the satellite (line-of-sight) and as reflected from buildings. As a result of this multipath propagation, the same signal is received as several signals in different phases.

The positioning arrangement has two main functions:

1. calculating the pseudo distance of the receiver to different GPS satellites, and
 2. determining the location of the receiver using the calculated pseudo distances and the location information of the satellites.
- The location information of the satellites at any given time can be calculated on the basis of the Ephemeris and time correction information received from the satellites.

The distances to the satellites are called pseudo distances, because the time is not known accurately in the receiver. Then the determination of the location and time is repeated, until a sufficient accuracy of time and location has been achieved. Because the time is not known with an absolute accuracy, the location and time must be determined by linearizing the equation group for each new iteration.

The calculation of the pseudo distance can be carried out by measuring the mutual, apparent transit time delays of the signals of different satellites. After the receiver has become synchronized with the received signal, the information transmitted in the signal is clarified.

Almost all known GPS receivers use correlation methods for calculating the distances. The pseudo random sequences of different satellites have been saved or are generated locally in the location determination receiver. A down

conversion is performed on the received signal, whereafter the receiver multiplies the received signal with the saved pseudo random sequence. The signal formed as the result of the multiplication is integrated or low-pass filtered, whereby the result tells if the received signal contained a signal transmitted by the satellite. The multiplication carried out in the receiver is repeated so that each time the phase of the pseudo random sequence saved in the receiver is shifted. The right phase is concluded from the correlation result preferably so that when the correlation result is the highest, the right phase has been found. Then the receiver is correctly synchronized with the received signal.

After the synchronization with the code has been performed, the frequency is adjusted and phase locking is carried out. This correlation result also reveals the information transmitted in the GPS signal, which means that it is a demodulated signal.

The above mentioned synchronization and frequency adjustment process must be repeated on each signal of a satellite which is received in the receiver. Therefore, this process consumes a lot of time especially in a situation that the received signals are weak. In order to make this process faster, several correlators are used in some prior art receivers, whereby more correlation peaks can be searched for simultaneously. Only by increasing the number of correlators it is not possible to make the synchronization and frequency adjustment process much faster in practical applications, because the number of correlators can not be increased to infinity.

Some prior art GPS receivers use the FFT technique for determining the doppler shift of the received GPS signal in connection with ordinary correlators. In these receivers, correlation is used to reduce the bandwidth of the received signal to 10 kHz–30 kHz. This narrow-band signal is analyzed with FFT algorithms to determine the carrier frequency.

A GPS receiver and a method for processing GPS signals have been presented in the international patent application WO 97/14057. In the main, the receiver presented in this specification comprises two separate receivers, of which the first receiver is intended for use in a situation that the strength of the received signal is sufficient, and the second receiver is

intended for use in a situation that the strength of the received signal is not sufficient for a sufficiently accurate location determination when the first receiver is used. In this second receiver, the received signal is digitized and saved in memory media, whereby these saved signals are later processed in a digital signal processing unit. The digital signal processing unit performs convolution operations to the received, digitized signal. The purpose of these convolution operations is to calculate pseudo distances. The number of PM frames saved in the memory media is typically from one hundred to one thousand, which corresponds to a signal with the length of 100 ms to 1 s. After this, a saved code corresponding to the code of the satellite to be examined is retrieved from the memory of the receiver to be used for analyzing the received signal.

The doppler shift is also removed in the receiver. The amount of this doppler shift has been determined either with the first receiver or on the basis of information received from a base station of the GPS system. After this, a coherent summing of consecutive frames is performed. A fast Fourier transformation is performed on the data set received as the result of this summing. A multiplication is performed on the Fourier transformation result, using the complex conjugate of the Fourier transformation of the reference signal saved in the memory media as one multiplier. An inverse Fourier transformation is further performed on the result of this multiplication, whereby a number of correlation results are received. In this specification, correlation has been replaced by a Fourier transformation, whereby the number of calculations has been reduced. According to the specification, the method makes location determination 10 to 100 times faster as compared to the solutions known at the time of filing the specification.

It is an objective of the present invention to provide a receiver, in which synchronization with the transmitted signal can be performed substantially faster than in the prior art receivers, even if the signals are weak. The invention is especially suitable for use in location determination receivers, but also in other receivers, preferably in CDMA receivers, in which the receiver must become synchronized with a spread spectrum signal. The invention is based on the idea that the frequency analysis properties of convolution and time-to-frequency transformation, such as the fast Fourier transformation, are utilized more efficiently, whereby it is possible to examine a greater amount of information simultaneously than in the prior art

solutions, which use the Fourier transformation. The method according to the present invention is characterized in what is set forth in the characterizing part of Claim 1. The receiver according to the present invention is characterized in what is set forth in the characterizing part of Claim 17. The electronic device according to the present invention is characterized in what is set forth in the characterizing part of Claim 32.

The present invention provides considerable advantages as compared to the prior art methods and receivers. Especially in location determination receivers, the method according to the invention makes it possible for the receiver to become synchronized with the received signal faster. Then the location can be determined much faster even when the received signal is weak, which is the case indoors or in city areas where there are obstacles that substantially attenuate the propagation path of the signal. The method according to the invention provides a substantial improvement of the synchronization speed as compared to the prior art methods. The receiver according to the invention can be realized with a relatively small number of components, and the total energy consumption can be kept reasonable, whereby the invention is especially suitable for use in portable devices. Thus the location determination receiver can also be implemented in connection with a mobile station.

In the following, the present invention will be described in more detail with reference to the accompanying drawings, in which

Figure 1 is a simplified block diagram of a receiver, in which the method according to the invention can be applied,

Figure 2a shows the signal transmitted from the satellite as a simplified diagram,

Figure 2b shows an example of the simplified signal of Fig. 2a in a receiver,

Figure 3 shows the correlation step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,

Figure 4 shows the analysis step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,

- Figure 5 shows the summing step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,
- 5 Figure 6 shows the inference step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,
- Figure 7 shows an electronic device according to a preferred embodiment of the invention as a simplified block diagram, and
- 10 Figure 8 shows a prior art correlator, which can be used in connection with a method according to a preferred embodiment of the invention.
- 15 In the receiver 1 shown in Fig 1, the received signal is preferably converted to an intermediate frequency in the converter block 2. At this stage, as is well known, the signal comprises two components, I and Q, between which there is a phase difference of 90° . These analog signal components, which are converted to the intermediate frequency, are digitized in the digitizing
- 20 block 3 and conducted to the multiplier block 4. In the multiplier block 4, the I and Q components of the digitized signal are multiplied with the signal generated by the Numerically Controlled Oscillator (NCO) 5. This signal of the numerically controlled oscillator 5 is intended to correct the frequency deviation caused by the doppler shift and the frequency error of the local
- 25 oscillator (not shown) of the receiver 1. This numerically controlled oscillator 5 is also used in connection with the method according to the invention, as will be described later in this specification. The signal formed by the multiplier block 4 is led to the synchronization block 6, in which the method according to the invention is applied. This synchronization block 6 tries to
- 30 find the code phase and frequency deviation of the satellite to be used in functions after the synchronization. This will also be described later in this specification. The frequency of the numerically controlled oscillator 5 is regulated with the scanning block 8 when required, and the scanning block 8 is controlled with the control block 7 during synchronization. The control
- 35 block 7 controls the first switch 9 to switch either the signal formed by this scanning block 8 to the numerically controlled oscillator 5 during synchronization or the control signal formed by the code tracking block 11 to the numerically controlled oscillator 5 when synchronization has been

achieved. The second switch 10 is used to control the operation of this tracking block 11. This tracking block 11 forms a part of a code phase locked loop and a carrier phase locked loop, which are known as such (not shown).

5 After switching the operating voltages on or in a situation that the receiver 1 has not been able to receive a signal of the GPS satellites for a long time, a two-dimensioned search step is carried out in the receiver 1 for each satellite to which signal reception is targeted. In this two-dimensioned search
10 step, the purpose is to determine the carrier frequency and code phase of each satellite. This carrier frequency is influenced by the doppler shift caused by the movement of the satellite and the inaccuracies of the local oscillator of the receiver. The frequency inaccuracy can be rather high, as much as ± 6 kHz, whereby the receiver must search from the frequency range of approx. 12 kHz in relation to the actual transmission frequency
15 (L1 = 1575.42 MHz). The receiver 1 does not know the exact code phase, either, whereby the receiver must also determine the code phase from 1023 possible code phases. This results in a two-dimensioned search process, in which one dimension is a frequency deviation in the range of 12 kHz, and the other dimension is a code phase out of 1023 different code phases. In a
20 method according to a preferred embodiment of the invention it is possible to examine a frequency range of approx. 500 Hz at a time, whereby the method is repeated 24 times when required, to cover the whole frequency range of 12 kHz to be examined. Obviously the values used in this specification only serve as examples which clarify the invention, but do not
25 constitute a limitation thereof. The invention can also be applied in other than GPS systems, whereby the frequency values, code phases and the number of codes can vary.

30 The operation of a method according to a preferred embodiment of the invention in a receiver 1 according to Figure 1 will be described in the following. In order to start synchronization, the scanning block 8 sets the frequency of the numerically controlled oscillator 5 so that the receiver advantageously receives the lowest frequencies of the frequency range, 1575.414 MHz—1575.415 MHz. The receiver can also specify the starting
35 frequency so that the receiver utilizes previously determined location information and/or almanac information, whereby the location determination can be made even faster. Samples of the received signal are saved in the sample vector formation block 12 preferably as complex sample vectors

$p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$, each of which includes 1023 samples in this preferred embodiment. In this preferred embodiment, the sample saving frequency of the sample vector formation block 12 is essentially the same as the chipping rate of the chips, which is approx. 1 023 000 samples in a second. The sample vectors are continuous so that the next sample vector continues temporally after the previous sample vector, or the time difference between the last sample of the sample vector and the first sample of the next sample vector is essentially the same as the time difference between consecutive samples of the sample vector. These 1023 samples thus correspond to a signal of 1 ms, whereby in a time-to-frequency transformation the frequency range is 1 kHz, which can be partly utilized. The sample vector formation step is denoted with the reference number 101 in Fig. 3 in this specification.

The number of sample vectors is preferably N , where N is advantageously a power of two. In addition, in a preferred embodiment of the invention the formation of the sample vectors is repeated K times, as will be described later in this specification. In the following denotations, the subscript k is used for different times of repetition. When the value of the number N of sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ is determined in the GPS system, it must be taken into consideration that information has been modulated on to the signal at a bit rate of 50 bits/s as binary phase modulation. Another factor, which limits this number N of the sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$, is the frequency stability of the local oscillator of the receiver.

In addition to the sample vector formation step, the synchronization method according to the invention also comprises a correlation step for forming a correlation function matrix.

This correlation step can be partly performed already during sampling, or after N sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ have been formed. If the correlation step is performed in such a manner, for instance, that a time-to-frequency transformation, such as a Fast Fourier Transformation (FFT), is calculated for each sample vector after it has been saved, the same time-to-frequency transformer can be used in all N sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$. But if the correlation step is performed after the saving of N sample vectors, a separate time-to-frequency transformer must be used for each sample vector, or the time-to-frequency transformations are performed for different sample vectors consecutively in the same time-to-

frequency transformer. Fig. 3 shows the correlation step of the method, in which a correlation function matrix $C_{x,k}$ is formed of the sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$. Although the Fourier transformation will be mainly used as an example of a time-to-frequency transformation later in this specification, and an inverse Fourier transformation will be used as an example of an inverse transformation, or a frequency-to-time transformation, it is obvious that this invention is not limited to these examples only.

A discrete Fourier transformation 102, most suitably a fast Fourier transformation, FFT, is performed on each sample vector $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$.

$$P_k(i) = \text{FFT}(p_k(i)), \text{ where } i=1, \dots, N \quad (1)$$

This is illustrated by the blocks FFT1, FFT2, ..., FFTN in Fig. 3. The number of values used in calculations is preferably 1024, because then the discrete Fourier transformation can be implemented in practical applications much more efficiently (with an FFT algorithm) than when 1023 values are used. One way of doing this is to add an extra null as the 1024th element. This has a very small effect on the transformation result.

The reference codes $r(x)$ corresponding to the C/A code of all the satellites of the GPS system are preferably saved in the receiver, whereby x refers to the satellite identifier and is, for example, in the range 1—36. It is not necessary to save the reference codes, but they can also be generated in the receiver. The reference code, which is selected or generated in the correlation step, is the reference code of the satellite transmitting the signal with which the receiver is being synchronized at any given time. The reference code is temporally inversed. This inverse reference code, which is denoted with $\bar{r}(x)$ in Fig. 3, is treated with a discrete Fourier transformation 103, most suitably a fast Fourier transformation (FFT).

$$\bar{R}(x) = \text{FFT}(\bar{r}(x)) \quad (2)$$

The inverse reference code $\bar{r}(x)$ and/or its FFT transformation may have been saved in the memory media of the receiver in advance, or it is formed of the reference code $r(x)$ in connection with synchronization.

A multiplication 104 between the Fourier transformation result $P_k(i)$ of each sample vector $p_k(i)$ and the Fourier transformation $\overline{R}(x)$ of the inverse reference code $\overline{r}(x)$ is performed next in the correlation step.

$$5 \quad M_{x,k}(i) = \overline{R}(x) \cdot P_k(i) \quad (3)$$

Finally, an inverse Fourier transformation 105 is performed on the results of these multiplications, whereby the result is a cross-correlation of the reference code $r(x)$ and the received signal with all possible integer delays 10 (1023).

$$m_{x,k}(i) = \text{IFFT}(M_{x,k}(i)) \quad (4)$$

This is based on the fact that the Fourier transformation of the convolution of the time domain signals corresponds to the multiplication of Fourier-transformed signals, or time domain signals converted to the frequency domain. When an inverse reference code is also used, it is possible to perform a fast discrete time correlation with the Fourier transformation. In this preferred example, the cross-correlation result then comprises 1023 elements. The cross-correlation results $m_{x,k}(i)$ formed of these different sample vectors $p_k(i)$ are used to form a correlation function matrix $C_{x,k}$, in which the number of rows is the number N of sample vectors.

It is obvious that instead of temporal inversion of the reference code, it is possible to form inverse sample vectors $\overline{p}_k(i)$ of the sample vectors $p_k(i)$, whereby the reference code $r(x)$ is used as direct and the sample vectors are used as inverse in the calculations presented above. In a preferred embodiment, it is not necessary to perform either of the inversions mentioned above, but the reference code $r(x)$ and the sample vectors $p_k(i)$ can be used as such. This is based on utilizing the property of the correlation theorem, which expresses that the cross-correlation $\text{corr}(z_1, z_2)$ between two time discrete functions z_1, z_2 can be formed by means of a frequency-to-time conversion of functions converted to the frequency domain. This is expressed with the following formula:

$$35 \quad \text{corr}(z_1, z_2) \propto \text{IFFT}(Z_1^* \cdot Z_2) \quad (5)$$

In a preferred embodiment of the invention, it is thus possible to form the cross-correlation between the sample vectors $p_k(i)$ and the reference code $r(x)$ by performing a Fourier transformation (most suitably a fast Fourier transformation FFT) on the sample vectors $p_k(i)$ and the reference code $r(x)$ for forming a Fourier transformation $P_k(i)$ of the sample vector $p_k(i)$ and a Fourier transformation $R(x)$ of the reference code $r(x)$, by forming a complex conjugate $P_k^*(i)$, of the Fourier transformation $P_k(i)$ of the sample vector, by multiplying the formed complex conjugate $P_k^*(i)$ with the Fourier transformation $R(x)$ of the sample vector and by performing an inverse Fourier transformation on the multiplication result. As an alternative, a complex conjugate $R^*(x)$ can be formed of the Fourier transformation $R(x)$ of the reference code, whereby it is multiplied with the Fourier transformation $P_k(i)$ of the sample vector, whereafter an inverse Fourier transformation is performed on the multiplication result.

In this connection, it should be emphasized that the method presented in the previous paragraph for calculating the cross-correlation between the sample vectors $p_k(i)$ and the reference code $r(x)$ is derived from the basic properties of correlation and convolution and the close dependence between them, whereby the inversion of the function in the time domain is practically mathematically dependent on the formation of a complex conjugate in the frequency domain. This is dealt with in more detail e.g. in the specification: "Digital Signal Processing - A Practical Approach", Emmanuel C. Ifeachor and Barrie W. Jervis, Addison-Wesley Publishing Company 1993, ISBN 0-201-54413-X, paragraph 4: "Correlation and Convolution", which is referred to in this connection. It should also be mentioned that as a whole, it is not important for the application of this invention which method is used for achieving the cross-correlation result.

The rows of a correlation function matrix $C_{x,k}$ formed in the correlation step show the cross-correlation of the received signal and the reference code with different phase differences at the intervals of one millisecond. As a formula, the correlation function matrix can then be expressed as follows:

$$C_{x,k} = \begin{bmatrix} m_{x,k}(1) \\ m_{x,k}(2) \\ \vdots \\ m_{x,k}(N) \end{bmatrix} \quad (6)$$

At the next or analysis phase, the transpose 106 of the correlation function matrix $C_{x,k}$ is used, in which transpose the rows represent the signal samples in the time domain in the same manner as in a prior art correlator. Each row corresponds to a certain code phase difference between the received signal and the reference code. A Fourier transformation 107 is performed on each row of the transpose of this correlation function matrix $C_{x,k}$ for forming a coherent search matrix $A_{x,k}$, whereby a frequency analysis can be performed for determining the real frequency shift. This is illustrated by Fig. 4.

$$A_{x,k} = \text{FFT}(C_{x,k}^T) \quad (7)$$

In practical applications, it is not necessary to form a transposed matrix from a correlation function matrix in a separate step, but the elements of the saved correlation function matrix $C_{x,k}$ are read from the memory 16 (Fig. 7) in a different direction, preferably by columns.

The correlation function matrix $C_{x,k}$ can also be formed e.g. by using matched filters in a manner known as such. For example, the patent specification US-5,373,531 discloses a correlator 25 equipped with matched filters (Fig. 8), which can be applied for forming a correlation function matrix $C_{x,k}$. The matched filter is formed of three shift registers so that the I-component of the received signal is led to the first shift register 26, the Q-component of the received signal is led to the second shift register 27, and a reference code corresponding to the code of the satellite is led to the third shift register 28. The length of the shift registers 26, 27, 28 is preferably the same as the length of the sample vector, which is 1023 bits in the GPS system. When one sample vector is transferred to the shift register 26, 27, the correlation is performed as follows. An exclusive NOR operation is performed between the bits of the shift register 26 containing the I-component and the bits of the shift register 28 containing the reference code

- in the first reference block 29, and an exclusive NOR operation is performed between the bits of the shift register 27 containing the Q-component and the bits of the shift register 28 containing the reference code in the second reference block 30. The result of the operation is bit-specific correlation information: if a bit of the received signal (examined by I and Q components) and a corresponding bit of the reference code match, the result is a binary value 1, and if not, the result is a binary value 0. If the signal correlates completely with the reference code, all the bits have the value 1. If none of the bits correlate, all the bits have the value 0. The values received as the result of the correlation are summed in the first summing block 31 (I-values) and in the second summing block 32 (Q-values), whereby the result is the correlation value $m_{x,k}(i)$ with a certain code delay in a certain time. After one comparison, the reference code is shifted by one, whereafter a new correlation result is formed. Each correlation result formed by the method described above corresponds to one element of a row of the correlation function matrix $C_{x,k}$ (1023 in total). The steps mentioned above are repeated on each sample vector when required, whereby one row of the correlation function matrix $C_{x,k}$ is obtained at each time of calculation.
- However, as was mentioned above, in a GPS system the signal is modulated with a signal of 50 bit/s, which limits the value of the number N in practical applications. Then the number N must be selected preferably so that the modulation does not have a substantial effect on the analysis. In addition, the optimum value of N is dependent on the selection of a window function for the Fourier transformation. If the numerical value is selected as, for instance, $N = 32$, the width of the noise band is in the range of 30 Hz, which is still a little too much for expressing signals with a strength of the order of -150 dBm in the receiver. Because of this, an optional incoherent summing step, in which the signal-to-noise ratio is improved, is performed in the synchronization block 6.

In order to implement the incoherent summing step, the sample vector formation step, the correlation step and the analysis step described above are repeated 108 K times (Fig. 5). This number of repetitions K is preferably selected such that the signal-to-noise ratio can be improved sufficiently, but in a reasonable time. One coherent search matrix $A_{x,k}$ is formed each time when the analysis step is performed, and an incoherent summing operation

is performed on it to form an incoherent search matrix S_x . An incoherent search matrix S_x is preferably formed as follows. To advantage, the quantity (absolute value) or other numerical value, such as the second power of the quantity value of the element, is calculated from the complex elements $a_{x,k}(i,j)$ of each coherent search matrix $A_{x,k}$. The numerical values
 5 calculated from the equivalent elements of each incoherent search matrix are summed, or in other words, an addition of the matrixes is performed, which can be expressed with the formula:

$$10 \quad S_x = \sum_{k=1}^K \begin{bmatrix} |a_{x,k}(1,1)| & \dots & |a_{x,k}(1,N)| \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ |a_{x,k}(1023,1)| & \dots & |a_{x,k}(1023,N)| \end{bmatrix} \quad (8)$$

In practical applications, an incoherent search matrix can be formed in at least two ways. In the first alternative implementation, a coherent search matrix formed at each time of repetition is saved. After the required times of repetition, an incoherent search matrix is performed by summing the
 15 equivalent elements according to Formula 8. In this alternative implementation, memory is needed for saving the elements of all the coherent search matrixes. According to another alternative implementation, one coherent search matrix is calculated at first, and the values of this matrix are copied as the elements of the sum matrix. A coherent search matrix is
 20 formed at each following time of repetition, and the values of the matrix are summed with the equivalent elements of the incoherent search matrix. In this alternative, the summing of the equivalent elements is thus performed at each time of repetition. Only one coherent search matrix is thus saved,
 25 whereby less memory is needed than in the first alternative.

After the required times of repetition have been performed, the values of the elements $s_x(i,j)$ of this incoherent search matrix S_x are examined in the determination step, and the objective is to find
 30 the threshold value set in advance and is clearly higher than the other values. If a value like this is found, it expresses the code phase difference and frequency deviation, because it is probably a signal transmitted by a satellite. If the signal is not transmitted by a satellite, but consists of noise or other incidental spurious signals, no remarkable correlation peaks should
 35 arise. The code phase difference is seen from the row index of this highest

value, and correspondingly the frequency deviation is seen from the column index. The example of Fig. 6 illustrates a situation in which a value, which is clearly higher than the other values, has been found. If no such value is found in the incoherent search matrix S_x , which means that a signal
5 transmitted by the satellite searched for was probably not received in the frequency range examined, the frequency range to be examined is changed, and the above mentioned steps are carried out for forming an incoherent search matrix. With this method, the whole range of 6 kHz can be examined by repeating the steps described above as many times as is required.

10

When required, the steps described above can be repeated for the whole frequency range to be examined, and the incoherent search matrixes formed at different times of repetition or only the possible peaks can be saved before searching for the highest correlation peak. Then the possibility of
15 false interpretations can be reduced in such a situation, for instance, that the threshold value has been set too low and a spurious signal can cause a false interpretation.

If there were devices available, which could perform the code phase and frequency deviation with signals, the strength of which is in the range of
20 -150 dBm, the frequency range should be scanned in portions of tens of hertzes in width, before even an attempt could be made to determine the phase and the frequency deviation. With the present invention, it is possible to scan the frequency range in portions of hundreds of hertzes in width,
25 which is much faster than with prior art receivers.

After the right frequency deviation and code phase have been determined, the receiver can be set to the tracking mode. Reception of data is not successful with weaker signals, and data received via the mobile phone
30 network, for example, must be used instead, which is a situation known as such. Distance measurement is still possible with lower accuracy. The tracking mode is set by changing the switches (Fig. 1) to another position, whereby the received information is led to the tracking block 11, in which a feedback is also formed for the fine adjustment of the frequency of the
35 numerically controlled oscillator 5.

For calculating the location, the receiver performs the signal reception preferably on the basis of signals received from at least four satellites. Then

the synchronization described above is repeated when required for the signal of each satellite, whereby the code of the satellite with which synchronization is performed is always selected as the reference sequence $r(x)$.

5

Most of the blocks needed in the implementation of the method can be implemented in the digital signal processor (not shown), for example. Either hardware-based solutions or software implementations of the digital signal processing unit can be used in the performance of FFT transformations. In addition, a control element, preferably a microprocessor or the like can be used to control the operation of the receiver.

10

An electronic device 24 according to a preferred embodiment of the invention, which comprises a mobile station and a location determination receiver, is shown in Fig. 7. The first antenna 13 is used for the reception of the signal transmitted by the positioning satellites. The received signal is led to the first radio part 14, in which the signal is down-converted and digitized. The first radio part comprises, among other things, the transformation block 2, digitizing block 3 and multiplier block 4 of the receiver shown in Fig. 1. The digitized signal, which at this stage preferably comprises the I and Q components, is led to the digital signal processing unit 15, in which, among other things, sample vectors are formed in the sample vector formation block 12. Samples are saved in the first memory media 16, which comprise, for instance, read/write memory and preferably also read memory and/or non-volatile read/write memory for saving the program code of the digital signal processing unit 15. In this embodiment, the signal processing unit 15 also comprises operations of the synchronization block 6, for instance, such as the formation of the correlation function matrix $C_{x,k}$ with, for example, Fourier transformers FFT1, FFT2, ..., FFTN and/or matched filters. The digital signal processing unit 15 preferably also includes the formation of a coherent search matrix $A_{x,k}$ and the performance of an incoherent summing step. The digital signal processing unit 15 transmits information about the calculated phase difference and the frequency deviation to the processor block 17, which comprises, for example, a microprocessor and I/O logic. The processor block 17 controls the scanning block 8 and the first switch 9. The tracking block 11 is preferably at least partly implemented as program instructions of the processor block. The second memory media 18 are used

25

30

35

as the data memory and program memory of the processor block 17. It is obvious that the first memory media 16 and the second memory media 18 can also comprise common memory. Location determination information can be shown to the user on the display 19.

5

Operations of the mobile station have also been implemented in the application software of the processor block 17. The display 19 can then be used for showing telephone call information in a manner known as such. With the keyboard 20, the user can control the location determination receiver and the mobile station. The coding and decoding of audio signals is performed by means of a codec 21. The radio part 22 and the second antenna 23 of the mobile station are also shown in Fig. 7.

10

The present invention is not limited to the above described embodiments only, but its details can be modified without departing from the scope defined by the attached claims.

15

Claims

1. A method for synchronizing a receiver (1) with the transmitted code-modulated spread spectrum signal, in which method at least one reference code ($r(x)$) is used, which reference code corresponds to a code used in the modulation, the frequency shift of the transmitted signal and the code phase of the code used in the modulation is determined, characterized in that the method includes at least the following steps:
 - sample vector formation step, in which samples (101) are taken from the received signal for forming the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
 - correlation step (102, 103, 104, 105) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) on the basis of the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
 - analysis step (106, 107) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) on the basis of the transpose of the correlation function matrix ($C_{x,k}$), and
 - determination step (110), in which the frequency shift and code phase are determined by using the values ($a_{x,k}(i, j)$) of the elements of said coherent search matrix ($A_{x,k}$).
2. A method according to Claim 1, characterized in that in the method the frequency range to be examined is specified, the specified frequency range is divided into two or more parts, whereby said sample vector formation step, correlation step and analysis step are performed on each part, values of the elements ($a_{x,k}(i, j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) are saved, whereby the determination step is performed after the examination of the specified frequency range, and the frequency shift and code phase are determined on the basis of the highest value.
3. A method according to Claim 1 or 2, characterized in that a threshold value is specified in the method, whereby quantity values of the elements ($a_{x,k}(i, j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) that exceed said threshold value are used in the determination step for determining the frequency shift and the code phase.
4. A method according to any one of the Claims 1, 2 or 3, characterized in that in the method said sample vector formation step, correlation step and analysis step are repeated (108) for forming at least two coherent search matrixes ($A_{x,k}$), and that a summing step (109) is also performed in the

method, in which summing step an incoherent search matrix (S_x) is formed by summing incoherently the values ($a_{x,k}(i, j)$) of the equivalent elements of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) formed at each time of repetition, whereby said incoherent search matrix (S_x) is used in said determination step for
 5 determining the frequency shift and the code phase.

5. A method according to Claim 4, characterized in that in the method the frequency range to be examined is specified, the specified frequency range is divided into two or more parts, whereby said sample vector formation step,
 10 correlation step, analysis step and summing step are performed on each part, and values of the elements of the incoherent search matrix (S_x) are saved, whereby the determination step is performed after the examination of the specified frequency range, and the frequency shift and code phase are determined on the basis of the highest value.

15 6. A method according to Claim 4 or 5, characterized in that a threshold value is determined in the method, whereby quantity values of the elements of the incoherent search matrix (S_x) that exceed said threshold value are used in the determination step for determining the frequency shift
 20 and the code phase.

7. A method according to any one of the Claims 1 to 6, characterized in that the correlation function matrix ($C_{x,k}$) is formed with matched filters
 25 (26, 27, 28).

8. A method according to any one of the Claims 1 to 7, characterized in that
 – in the correlation step, a time-to-frequency transformation ($\overline{R}(x)$) of a
 inverse code corresponding to said reference code ($r(x)$), and a time-to-
 30 frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector
 ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a multiplication between the time-to-
 frequency transformation ($\overline{R}(x)$) of said inverse code and the time-to-
 frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector
 ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a frequency-to-time transformation is
 35 performed on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and a correlation function
 matrix ($C_{x,k}$) is formed of the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$)
 of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that

- a coherent search matrix ($A_{x,k}$) is formed in the analysis step by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$) .

5 9. A method according to any one of the Claims 1 to 7, characterized in that

- in the correlation step, a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$), and a time-to-frequency transformation ($\bar{P}_k(i)$) of an inverse code corresponding to each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a multiplication between the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$) and the time-to-frequency transformation ($\bar{P}_k(i)$) of the inverse code of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a frequency-to-time transformation is performed on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and a correlation function matrix ($C_{x,k}$) is formed of the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- a coherent search matrix ($A_{x,k}$) is formed in the analysis step by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$) .

20

10. A method according to any one of the Claims 1 to 7, characterized in that

- in the correlation step, a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$), and a time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is formed, a complex conjugate ($R^*(x)$) is formed of the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$), a multiplication between said complex conjugate and the time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a frequency-to-time transformation is performed on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and a correlation function matrix ($C_{x,k}$) is formed of the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- a coherent search matrix ($A_{x,k}$) is formed in the analysis step by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$) .

35

11. A method according to any one of the Claims 1 to 7, characterized in that
- in the correlation step, a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$), and a time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is formed, a complex conjugate ($P_k^*(i)$) is formed of the time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), a multiplication between each said complex conjugate and time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$), is performed, a frequency-to-time transformation is performed on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and a correlation function matrix ($C_{x,k}$) is formed of the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
 - a coherent search matrix ($A_{x,k}$) is formed in the analysis step by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).
12. A method according to any one of the Claims 8 to 11, characterized in that said time-to-frequency transformation is a Fourier transformation, whereby said frequency-to-time transformation is an inverse Fourier transformation.
13. A method according to any one of the claims 1 to 12, characterized in that the quantity values of the elements ($a_{x,k}(i, j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) are used in said determination step (110).
14. A method according to Claim 13, characterized in that the quantity values of the elements ($a_{x,k}(i, j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) raised to the second power are used in said determination step (110).
15. A method according to any one of the Claims 1 to 14, in which the location of the receiver (1) is determined and the location information is saved, characterized in that the frequency range to be examined is specified in the method, and a starting frequency for starting the examination of the frequency shift is selected from said frequency range by using the location information saved in the receiver (1).

16. A method according to any one of the Claims 1 to 15, in which method the location and location information of the receiver (1) is determined from a spread spectrum modulated signal transmitted by two or more satellites, and in which method a unique code is selected for each of said satellites,
 5 characterized in that the method includes carrying out said sample vector formation step, correlation step, analysis step and determination step on the signal transmitted by each of said satellites.

17. A receiver (1), which comprises at least synchronization means for synchronizing the receiver (1) with the transmitted code-modulated spread spectrum signal, which receiver (1) includes means (16) for using at least one reference code ($r(x)$) in connection with the synchronization, which reference code ($r(x)$) corresponds to a code used in the modulation, and means (15) for determining the frequency shift and the code phase of the
 15 code used in the modulation, characterized in that the receiver (1) also comprises:

- sample vector formation means (12, 16) for forming sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) from the received signal,
- correlation means (6, FFT1, FFT2...FFTN) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) on the basis of the sample vectors
 20 ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
- analysis means (6, 12) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) on the basis of the correlation function matrix ($C_{x,k}$), and
- determination means (7, 17) for determining the frequency shift and code
 25 phase by using the values of the elements ($a_{x,k}(i, j)$) of said coherent search matrix ($A_{x,k}$).

18. A receiver (1) according to Claim 17, characterized in that it comprises means (17) for specifying the frequency range to be examined, means (5, 8,
 30 9) for dividing the specified frequency range into two or more parts, whereby the formation of sample vectors, the formation of a correlation function matrix ($C_{x,k}$) and the formation of a coherent search matrix ($A_{x,k}$) are arranged to be performed on each part, means (16) for saving the values of the elements ($a_{x,k}(i, j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$), and means
 35 (15) for determining the frequency shift and code phase on the basis of the highest value.

19. A receiver (1) according to Claim 17 or 18, characterized in that it comprises means (15) for specifying the threshold value, and means (15) for comparing the values of said threshold value and the values of said coherent search matrix ($A_{x,k}$) for determining the frequency shift and code phase.
20. A receiver (1) according to any one of the Claims 17, 18 or 19, characterized in that the formation of sample vectors, the formation of a correlation function matrix ($C_{x,k}$) and the formation of a coherent search matrix ($A_{x,k}$) are arranged to be repeated at least two times for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$), and that the receiver (1) also comprises summing means for forming an incoherent search matrix (S_x) by summing the values ($a_{x,k}(i,j)$) of the equivalent elements of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) formed at each time of repetition, whereby said incoherent search matrix (S_x) is used in said determination step for determining the frequency shift and code phase.
21. A receiver (1) according to Claim 17, characterized in that it comprises means (17) for specifying the frequency range to be examined, means (5, 8, 9) for dividing the specified frequency range into two or more parts, whereby the formation of sample vectors, the formation of a correlation function matrix ($C_{x,k}$) and the formation of a coherent search matrix ($A_{x,k}$) are arranged to be performed on each part, and summing of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) to the incoherent search matrix (S_x), means (16) for saving the values of the elements of the incoherent search matrix (S_x), and means (15) for determining the frequency shift and code phase on the basis of the highest value.
22. A receiver (1) according to Claim 21, characterized in that it comprises means (15) for specifying the threshold value, and means (15) for comparing the values of said threshold value and the values of said incoherent search matrix (S_x) for determining the frequency shift and code phase.
23. A receiver (1) according to any one of the Claims 17 to 22, characterized in that it comprises matched filters (26, 27, 28) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$).

24. A receiver (1) according to any one of the Claims 17 to 23, characterized in that

- the correlation means comprise means (16) for forming a time-to-frequency transformation ($\bar{R}(x)$) of an inverse code corresponding to said reference code ($r(x)$), and a time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a multiplication between the time-to-frequency transformation ($\bar{R}(x)$) of said inverse code and the time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a frequency-to-time transformation on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and means (15) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) of the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- the analysis means comprise means (15) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).

25. A receiver (1) according to any one of the Claims 17 to 23, characterized in that

- the correlation means comprise means (16) for forming a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$) and a time-to-frequency transformation ($\bar{P}_k(i)$) of an inverse code corresponding to each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a multiplication between the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$) and the time-to-frequency transformation ($\bar{P}_k(i)$) of the inverse code of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a frequency-to-time transformation on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and means (15) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) of the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- the analysis means comprise means (15) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).

26. A receiver (1) according to any one of the Claims 17 to 23, characterized in that

- the correlation means comprise means (16) for forming a complex conjugate ($R^*(x)$) of the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$) and a time-to-frequency transformation ($\bar{R}_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a multiplication between the complex conjugate ($R^*(x)$) of the time-to-frequency transformation of the reference code ($r(x)$) and the time-to-frequency transformation ($\bar{R}_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a frequency-to-time transformation on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and means (15) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) of the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- the analysis means comprise means (15) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).

15

27. A receiver (1) according to any one of the Claims 17 to 23, characterized in that

- the correlation means comprise means (16) for forming a complex conjugate ($P_k^*(i)$) of the time-to-frequency transformation ($\bar{R}_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) and a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$), means (15) for performing a multiplication between the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$) and the complex conjugate ($P_k^*(i)$) of the time-to-frequency transformation of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a frequency-to-time transformation on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and means (15) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) of the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- the analysis means comprise means (15) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).

30

28. A receiver (1) according to any one of the Claims 24 to 27, characterized in that said time-to-frequency transformation is a Fourier transformation, whereby said frequency-to-time transformation is an inverse Fourier transformation.

35

29. A receiver (1) according to any one of the Claims 17 to 28, characterized in that quantity values, such as absolute values, of the elements ($a_{x,k}(i,j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) are used in the determination means.

5

30. A receiver (1) according to any one of the Claims 17 to 29, characterized in that quantity values of the elements ($a_{x,k}(i,j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) raised to the second power are used in the determination means.

10

31. A receiver (1) according to any one of the Claims 17 to 30, which comprises means (14, 15, 17) for determining the location of the receiver (1) and means (18) for saving the location information, characterized in that the receiver (1) also comprises means (17) for specifying the frequency range to be examined, and means (17, 22, 23) for selecting the starting frequency from said frequency range on the basis of the location information saved in the receiver (1).

15

32. An electronic device (24), which comprises at least a location determination receiver (1), synchronization means for synchronizing the location determination receiver (1) to the transmitted code-modulated spread spectrum signal, which location determination receiver (1) includes means (16) for using at least one reference code ($r(x)$) in connection with the synchronization, which reference code ($r(x)$) corresponds to a code used in the modulation, and which electronic device comprises means (15) for determining the frequency shift of the transmitted signal and the code phase of the code used in the modulation, characterized in that the electronic device (24) also comprises:

25

- sample vector formation means (12, 16) for forming sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) from the received signal,
- correlation means (6, FFT1, FFT2...FFTN) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) on the basis of the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
- analysis means (6, 12) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) on the basis of the correlation function matrix ($C_{x,k}$), and

30

35

- determination means (7, 17) for determining the frequency shift and code phase by using said values of the elements ($a_{x,k}(i,j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$).

- 5 33. An electronic device (24) according to Claim 32, comprising means (14, 15, 17) for determining the location of the electronic device (24) and means (18) for saving the location information, characterized in that the electronic device (24) also comprises means (17) for specifying the frequency range to be examined, and means (17, 22, 23) for selecting the starting frequency
- 10 from said frequency range on the basis of the location information saved in the receiver (1).
- 15 34. An electronic device (24) according to the Claim 32 or 33, characterized in that it also comprises means for performing mobile station operations.
- 20 35. An electronic device (24) according to Claim 34, characterized in that it comprises means (22, 23) for establishing a data transfer connection to a mobile communication network, whereby the means for determining the location of the electronic device (24) comprise means (22, 23) for retrieving information used in the location determination from the mobile communication network.

(57) Abstract:

The invention relates to a method for synchronizing a receiver (1) with a transmitted code-modulated spread spectrum signal. At least one reference code ($r(x)$) is used in the method, which reference code corresponds to a code used in the modulation. The frequency shift of the transmitted signal and the code phase of the code used in the modulation are determined in the method. The method also includes at least the following steps:

- sample vector formation step, in which samples (101) are taken from the received signal for forming the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
- correlation step (102, 103, 104, 105) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) on the basis of the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
- analysis step (106, 107) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) on the basis of the transpose of the correlation function matrix ($C_{x,k}$), and
- determination step (110), in which the frequency shift and code phase are determined by using the values of the elements ($a_{x,k}(i, j)$) of said coherent search matrix ($A_{x,k}$).

Fig. 1

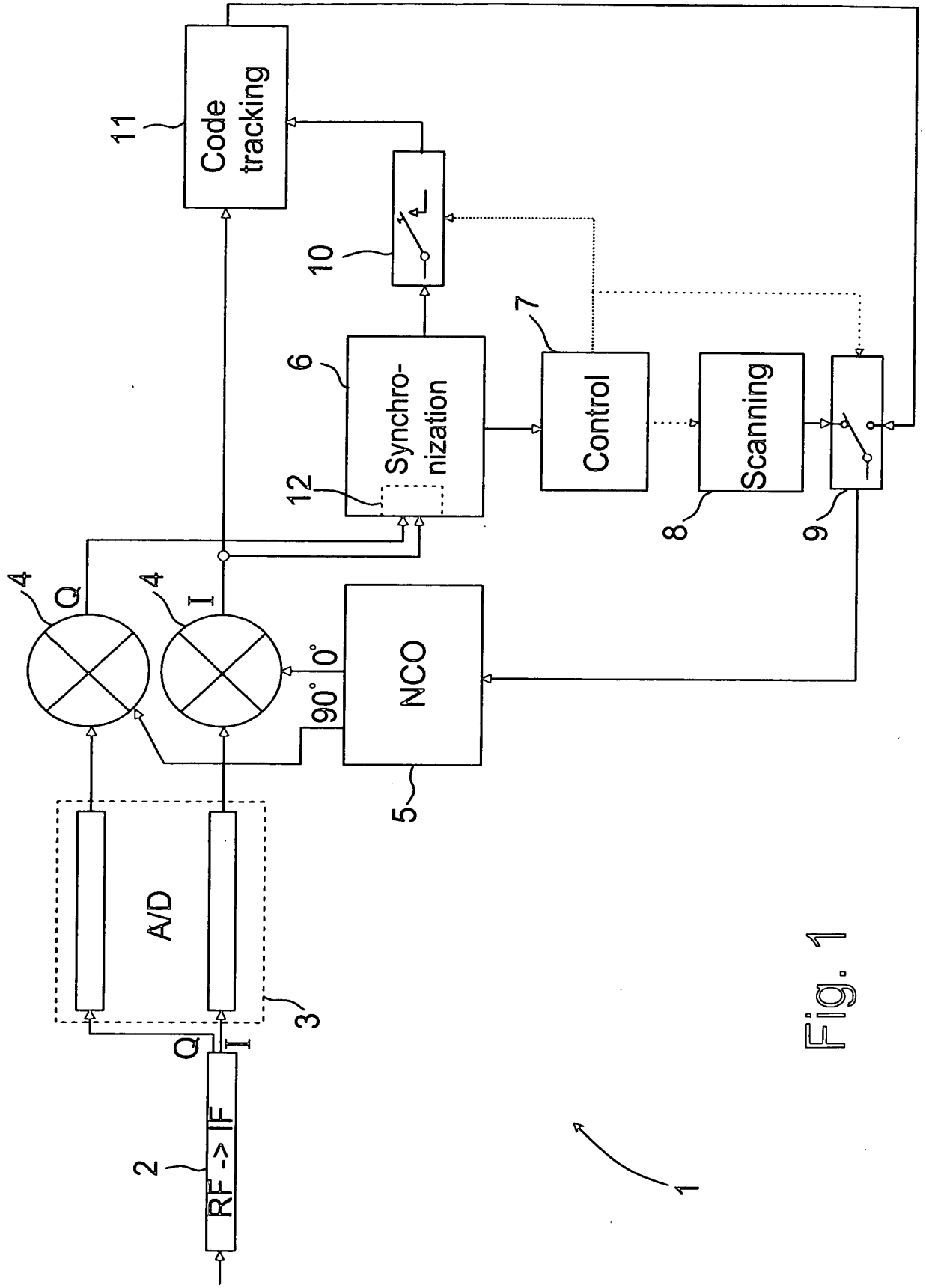


Fig. 1

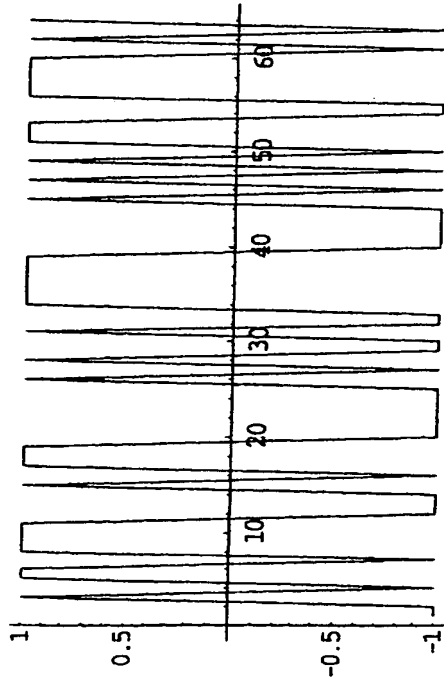


Fig. 2a

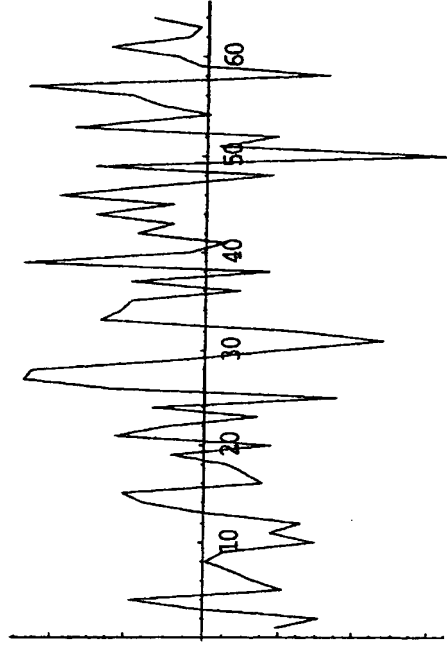


Fig. 2b

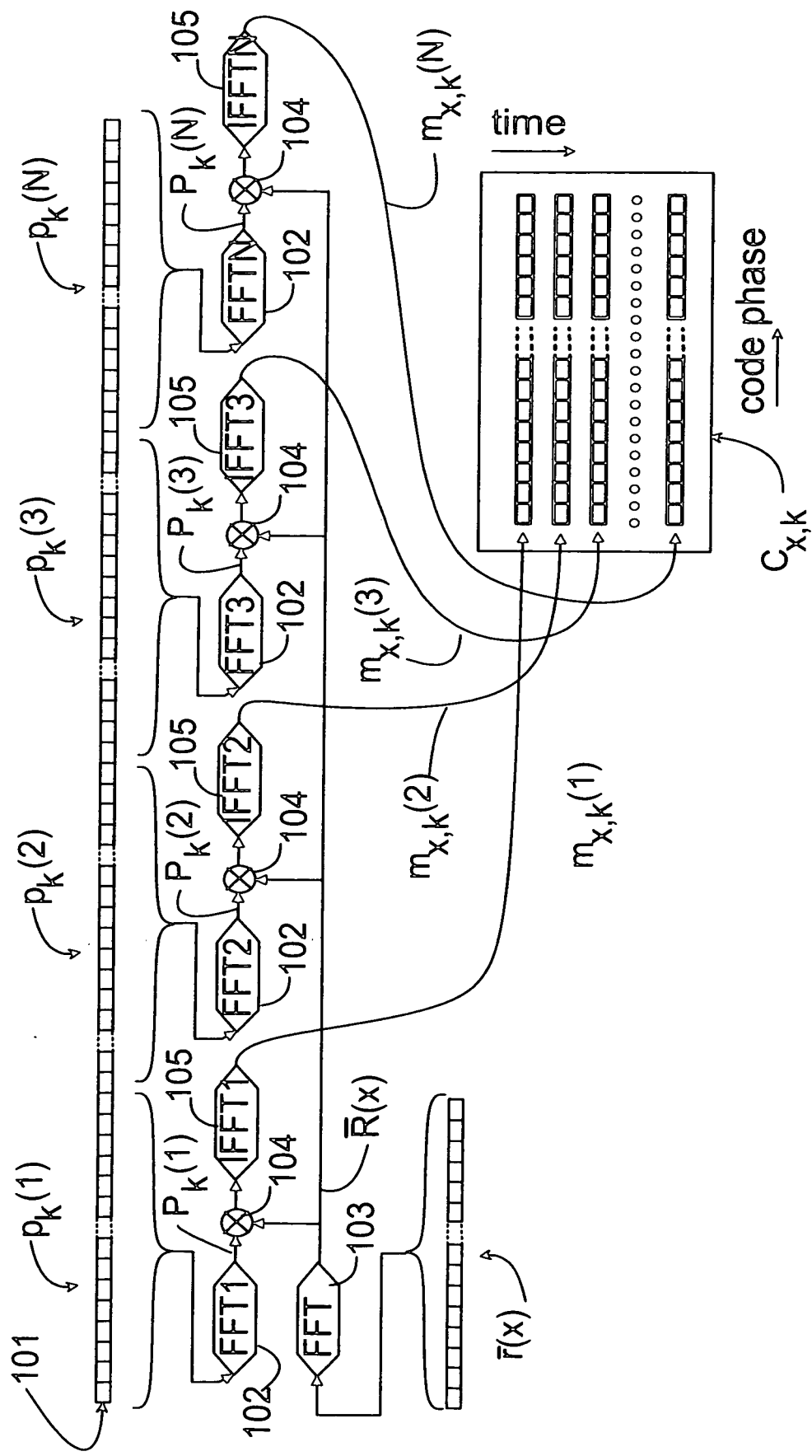


Fig. 3

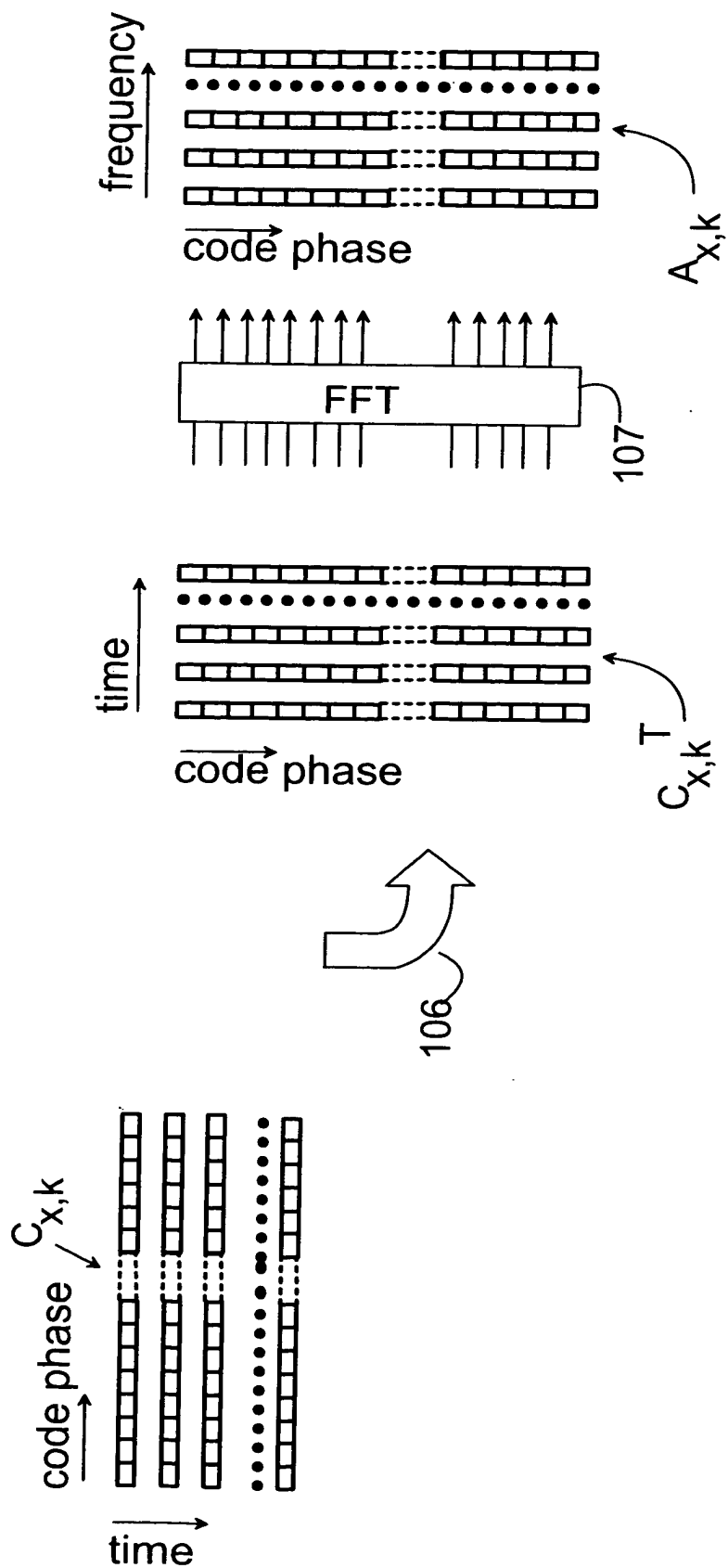


Fig. 4

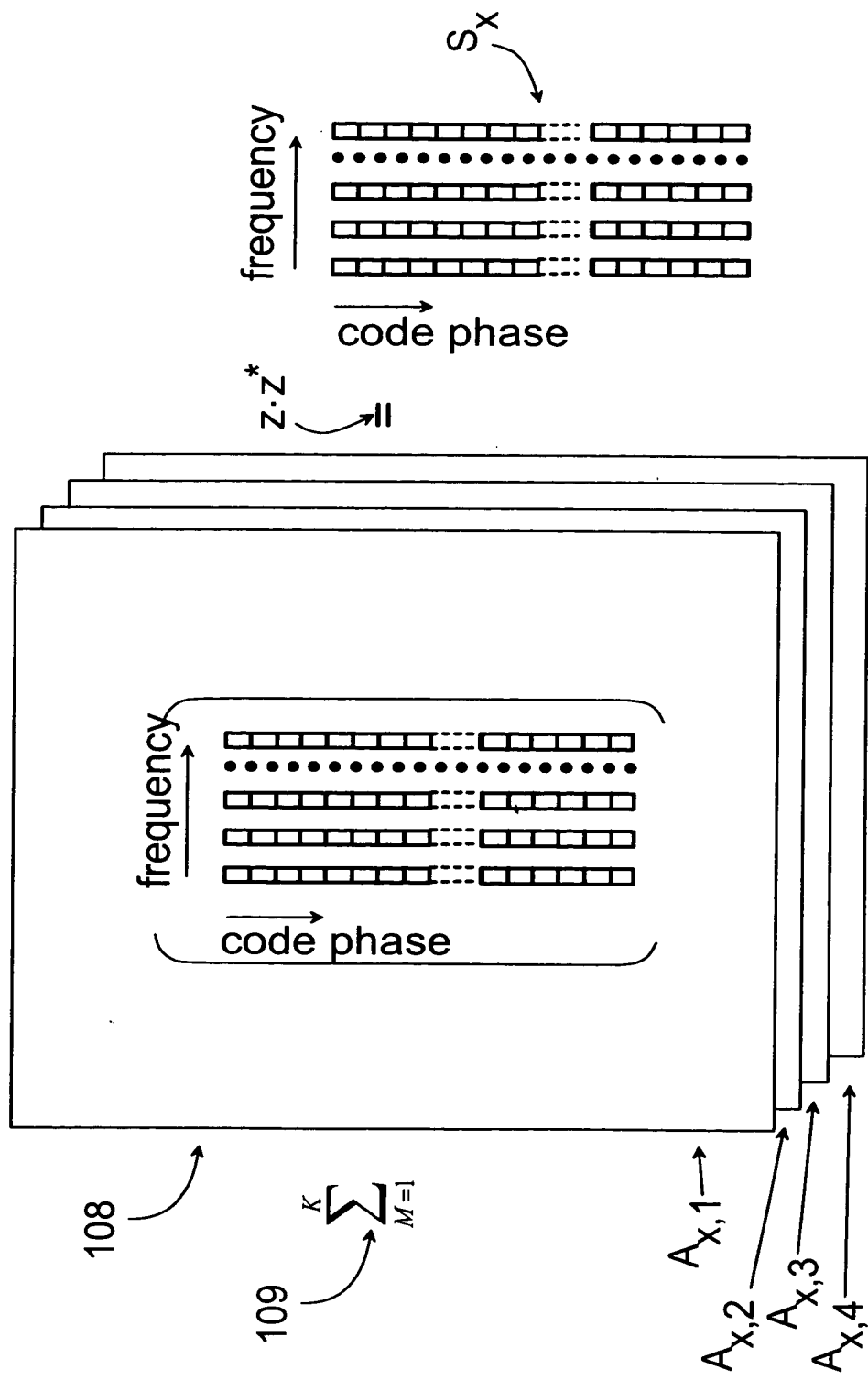
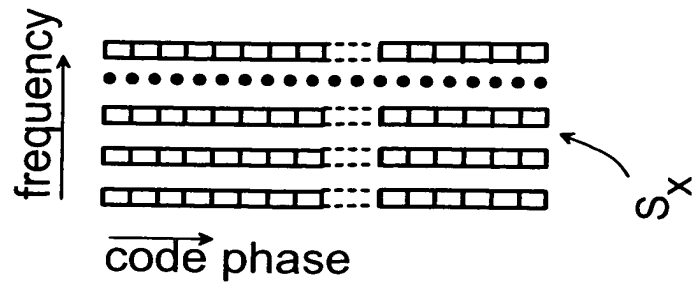


Fig. 5



=

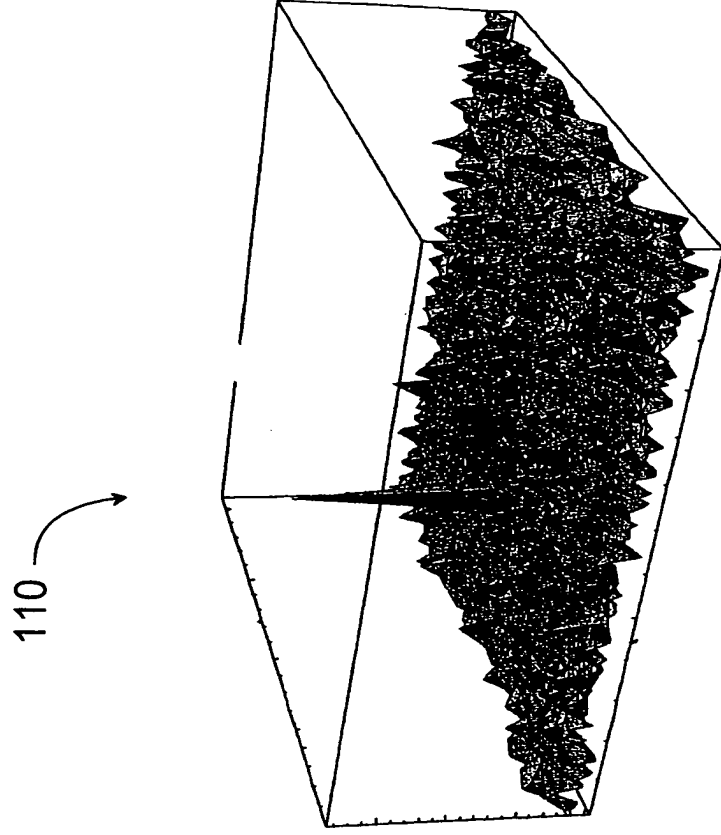
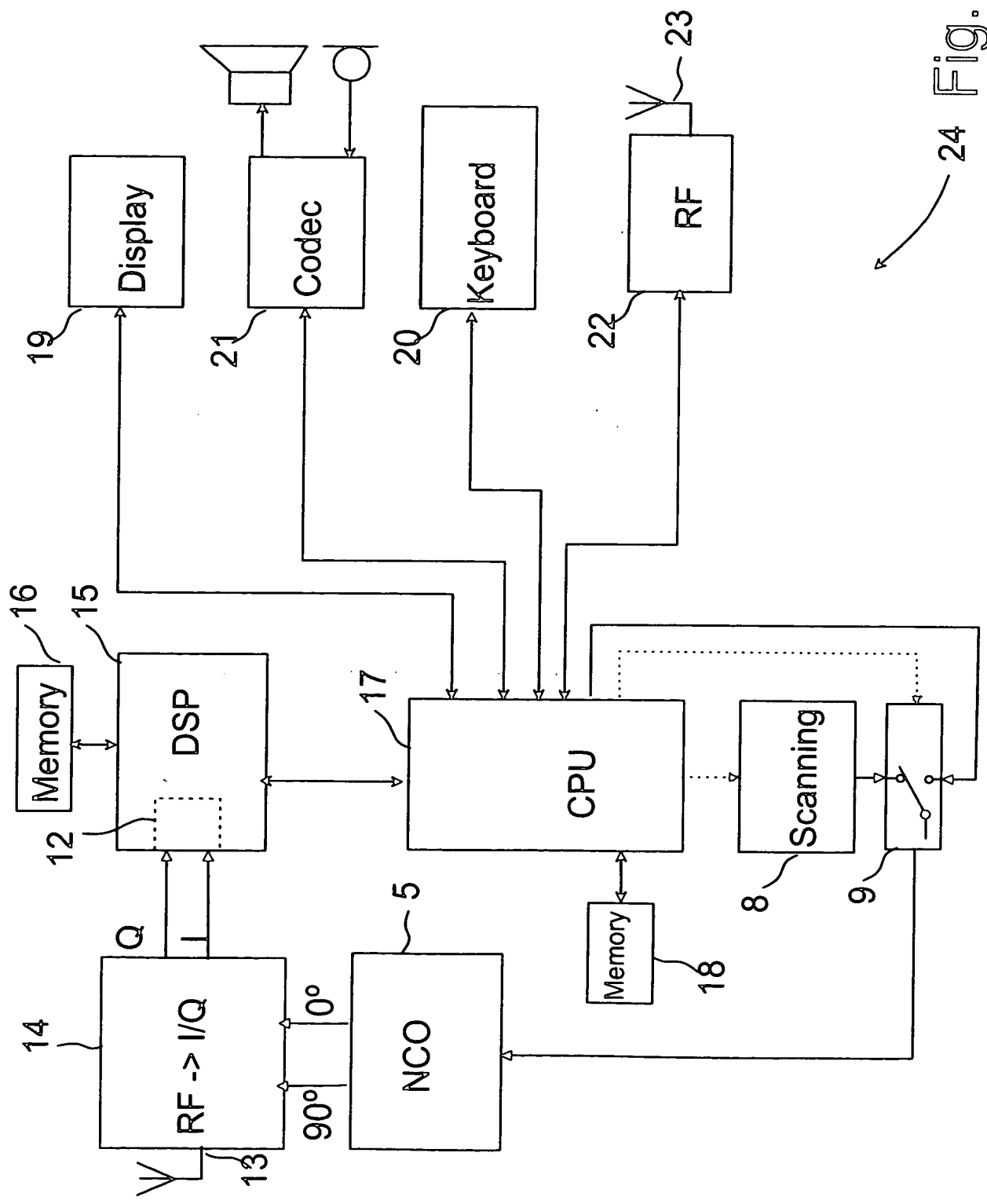


Fig. 6



24 Fig. 7

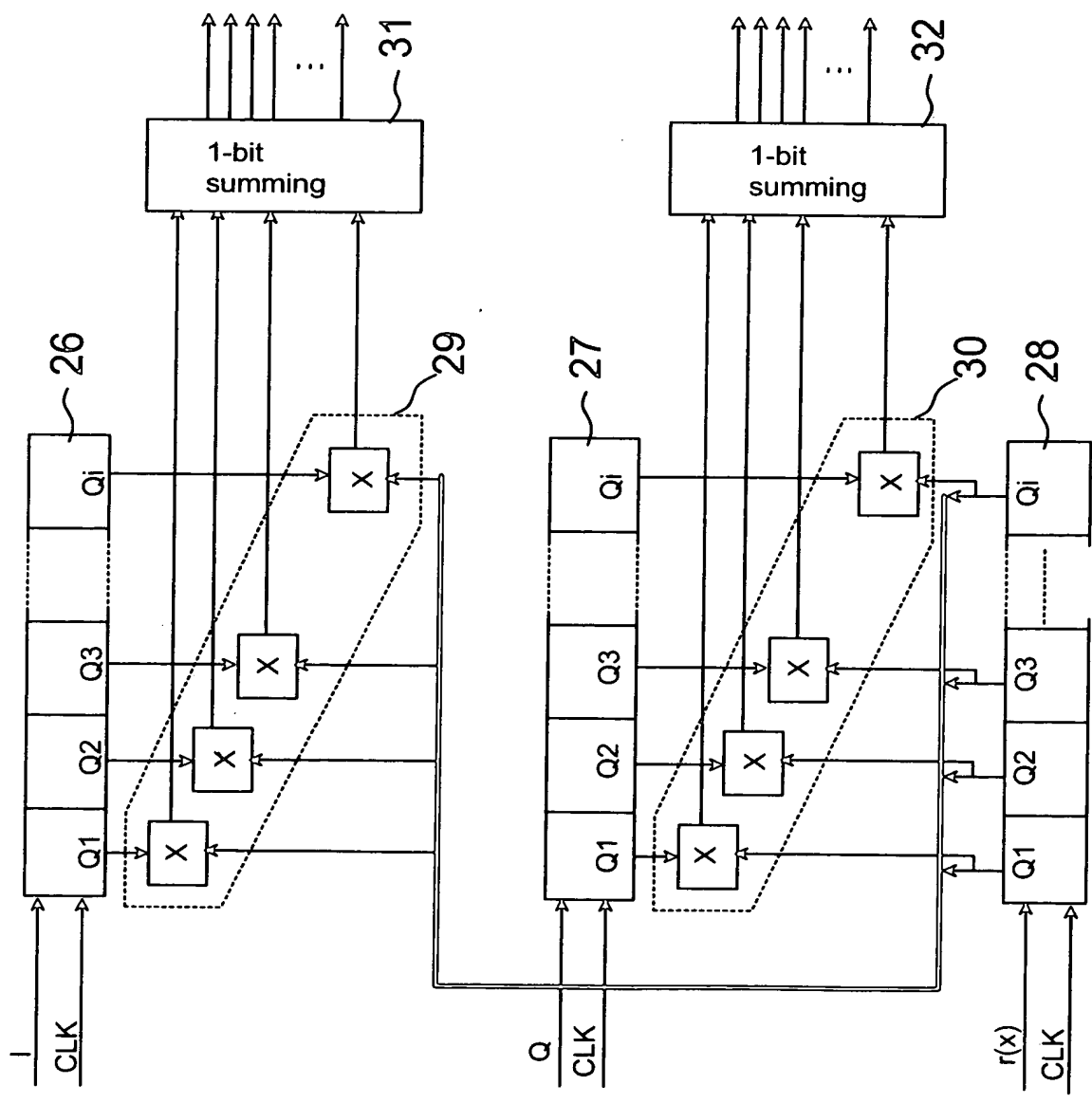


Fig. 8